

(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2018-534897

(P2018-534897A)

(43) 公表日 平成30年11月22日 (2018.11.22)

| | | |
|-----------------------------------|------------|-------------|
| (51) Int.Cl. | F I | テーマコード (参考) |
| H02J 3/14 (2006.01) | H02J 3/14 | 5G066 |
| H02J 50/10 (2016.01) | H02J 50/10 | |
| H02J 50/05 (2016.01) | H02J 50/05 | |
| H02J 3/32 (2006.01) | H02J 3/32 | |
| H02J 3/38 (2006.01) | H02J 3/38 | 110 |
| 審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 69 頁) 最終頁に続く | | |

(21) 出願番号 特願2018-513412 (P2018-513412)
 (86) (22) 出願日 平成28年8月22日 (2016. 8. 22)
 (85) 翻訳文提出日 平成30年4月25日 (2018. 4. 25)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2016/047986
 (87) 国際公開番号 W02017/044299
 (87) 国際公開日 平成29年3月16日 (2017. 3. 16)
 (31) 優先権主張番号 62/216, 020
 (32) 優先日 平成27年9月9日 (2015. 9. 9)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 518080156
 シーピージー テクノロジーズ、エル
 エルシー
 CPG TECHNOLOGIES, L
 LC
 アメリカ合衆国 テキサス州 76651
 , イタリア, デール エイカーズ ロ
 ード 1130
 1130 Dale Acres Roa
 d, Italy, Texas 766
 51, United States o
 f America
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康徳

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導表面波電力供給系における負荷制限

(57) 【要約】

誘導表面波電力供給系用の負荷制限技術の各種実施形態が開示される。一実施形態では、とりわけ、誘導表面波受信構造は、損失性導電媒体に沿って進む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。ユーザデバイスは、電氣的負荷として誘導表面波受信構造に結合され、ユーザデバイスの負荷制限アプリケーションは、誘導表面導波プローブに結合された制御デバイスから負荷制限指令を受信するように構成され、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するように構成される。

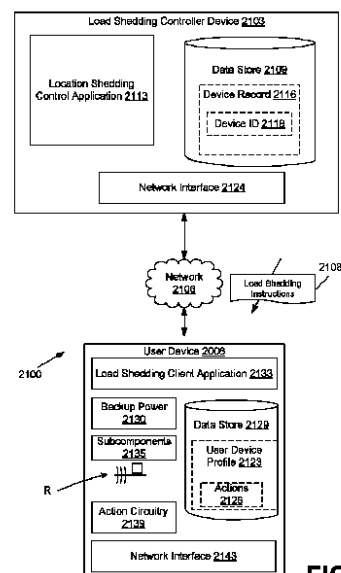


FIG. 21

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

損失性導電媒体に沿って進む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誘導表面波受信構造と、

前記誘導表面波受信構造に結合されたユーザデバイスであり、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電氣的負荷をもたらすユーザデバイスと、

制御デバイスから負荷制限指令を受信するように構成された、前記ユーザデバイスの負荷制限アプリケーションであり、前記誘導表面波により提供される前記電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するように構成された負荷制限アプリケーションと

を備える、装置。

10

【請求項 2】

前記負荷制限アプリケーションは、前記負荷制限指令の受信に応じて、バックアップバッテリー電源を消費するように前記ユーザデバイスを切り換えるように構成されている、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記負荷制限アプリケーションは更に、前記負荷制限指令に規定された期間にわたって前記バッテリー電源を利用するように構成されている、請求項 2 に記載の装置。

【請求項 4】

前記負荷制限アプリケーションは更に、前記負荷制限指令に規定された前記期間が経過した後に、前記誘導表面波に具現化された前記電気エネルギーの消費を再開するように構成されており、前記バックアップバッテリー電源は、前記負荷制限指令により規定された速度で前記電気エネルギーを使用して充電される、請求項 3 に記載の装置。

20

【請求項 5】

前記負荷制限アプリケーションは、前記負荷制限指令の受信に応じて、特定のユーザデバイス構成要素を非作動状態にするように前記ユーザデバイスを切り換えるように構成されている、請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 6】

前記負荷制限アプリケーションは更に、前記負荷制限指令に規定された期間にわたって前記特定のユーザデバイス構成要素を非作動状態にするように構成されている、請求項 5 に記載の装置。

30

【請求項 7】

前記負荷制限アプリケーションは更に、ユーザデバイスプロファイルを調査することによって前記特定のユーザデバイス構成要素を決定するように構成されている、請求項 5 又は 6 に記載の装置。

【請求項 8】

前記負荷制限指令は、前記誘導表面波により提供される前記電気エネルギーの消費に関する特別料金の開始を指示し、前記ユーザデバイスプロファイルは、前記特別料金で前記電気エネルギーを消費することを許可された特定のユーザデバイス構成要素を規定する、請求項 7 に記載の装置。

【請求項 9】

損失性導電媒体に沿って誘導表面波を送信するように構成された誘導表面導波プローブと、

前記誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するために負荷ステータス制限指令を送るよう構成された負荷制限制御デバイスと

を備える、装置。

40

【請求項 10】

前記負荷制限指令は、前記負荷制限指令を受けるユーザデバイスを示すユーザデバイス識別子を含む、請求項 9 に記載の装置。

【請求項 11】

前記負荷制限指令は、前記誘導表面波により提供される前記電気エネルギーの消費を前記

50

ユーザデバイスが再開可能な終了時間を規定し、前記終了時間は、異なるユーザデバイスに対して異なっている、請求項 9 又は 10 に記載の装置。

【請求項 12】

前記負荷制限指令は、前記誘導表面波に埋め込まれている、請求項 9 から 11 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 13】

前記負荷制限指令を埋め込むように適合されたデータ変調器回路を更に備える、請求項 12 に記載の装置。

【請求項 14】

前記負荷制限指令は、前記誘導表面波とは別のアウトオブバンド通信において送信される、請求項 9 から 11 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 15】

前記アウトオブバンド通信において前記負荷制限指令を送るよう適合されたネットワークインターフェース通信モジュールを更に備える、請求項 14 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【関連出願の相互参照】

【0001】

本出願は、2015 年 9 月 9 日に提出された米国特許出願第 62 / 216, 020 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の米国特許通常出願に関連し、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の米国特許通常出願に関連し、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 日に提出され出願番号第 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の米国特許通常出願に関連し、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 日に提出され出願番号第 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の米国特許通常出願に関連し、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 日に提出され出願番号第 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の米国特許通常出願に関連し、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。

【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】

10

20

30

40

50

本開示の実施形態は、誘導表面波電力供給系における負荷制限のための装置及び方法を提供する。一実施形態では、例示的な装置は、損失性導電媒体に沿って進む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誘導表面波受信構造と、誘導表面波受信構造に結合されたユーザデバイスとを備える。ユーザデバイスは、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電氣的負荷をもたらす。装置は更に、制御デバイスから負荷制限指令を受信するように構成された、ユーザデバイスの負荷制限アプリケーションであり、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するように構成された負荷制限アプリケーションを備える。

【0005】

別の実施形態では、例示的な装置は、損失性導電媒体に沿って誘導表面波を送信するように構成された誘導表面導波プローブと、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するために負荷ステータス制限指令を送るように構成された負荷制限制御デバイスとを備える。

【0006】

一実施形態では、例示的な方法は、ユーザデバイスの誘導表面波受信構造によって、誘導表面導波プローブから誘導表面波を受信することと、負荷制限指令に少なくとも部分的に基づいて、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制することを含む。

【0007】

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。

【0008】

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は、本明細書で教示される本開示全体のすべての態様に使用可能である。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】

【0009】

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。

【0010】

【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。

【0011】

【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。

【0012】

【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。

【0013】

【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。

【0014】

【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

10

20

30

40

50

の複素入射角を示す図である。

【 0 0 1 5 】

【図 6】本開示の各種実施形態に係る、図 5 A 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。

【 0 0 1 6 】

【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。

【 0 0 1 7 】

【図 8 A】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 8 B】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 8 C】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。

【 0 0 1 8 】

【図 9 A】本開示の各種実施形態に係る、図 8 B 及び 8 C 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 9 B】本開示の各種実施形態に係る、図 8 B 及び 8 C 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。

【 0 0 1 9 】

【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。

【 0 0 2 0 】

【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。

【 0 0 2 1 】

【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。

【 0 0 2 2 】

【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。

【 0 0 2 3 】

【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。

【 0 0 2 4 】

【図 15 A】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) の虚部及び実部の例のグラフを含む。

【 0 0 2 5 】

【図 15 B】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。

【 0 0 2 6 】

【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。

【 0 0 2 7 】

【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。

【 0 0 2 8 】

【図 18 A】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 18 B】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。

10

20

30

40

50

【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。

【0029】

【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。

【0030】

【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。

【0031】

【図 20A】本開示の実施形態を参照して使用される各種回路図記号の例を示す。

【図 20B】本開示の実施形態を参照して使用される各種回路図記号の例を示す。

【図 20C】本開示の実施形態を参照して使用される各種回路図記号の例を示す。

【図 20D】本開示の実施形態を参照して使用される各種回路図記号の例を示す。

【図 20E】本開示の実施形態を参照して使用される各種回路図記号の例を示す。

【0032】

【図 21】本開示の各種実施形態による負荷制限制御環境を示す。

【0033】

【図 22】本開示の各種実施形態に係る、誘導表面波に埋め込まれたデータ送信を受信できるデータ復調器を有する誘導表面波受信構造のブロック図である。

【0034】

【図 23】本開示の各種実施形態に係る、データ変調器に結合された誘導表面導波プローブの例を図示したものである。

【0035】

【図 24】本出願の各種実施形態に係る、ユーザデバイスの負荷制限クライアントアプリケーションの一部の動作を例示するフローチャート図である。

【図 25】本出願の各種実施形態に係る、ユーザデバイスの負荷制限クライアントアプリケーションの一部の動作を例示するフローチャート図である。

【0036】

【図 26】本開示の実施形態に係る、負荷制限制御計算環境のブロック模式図である。

【0037】

【図 27】本開示の実施形態に係る、ユーザデバイスのブロック模式図である。

【発明を実施するための形態】

【0038】

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。

【0039】

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、アンテナなどの電気的構造を出て、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、アンテナなどの電気的構造を離れると、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。アンテナなどの電気構造は、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とき、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。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 0 】

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。

10

【 0 0 4 1 】

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。

20

【 0 0 4 2 】

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 】

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

30

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。

40

【 0 0 4 3 】

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。

【 0 0 4 4 】

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、

50

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 or 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。

10

20

30

40

50

【0045】

「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。

【0046】

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。

【0047】

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 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。

10

【0048】

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実用される。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。

20

【0049】

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。

30

【0050】

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。

40

【0051】

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 $\rho = 0$ 及び $z = 0$ (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】

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

$$E_{2\rho} = A \left(\frac{u_2}{j\omega\varepsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho), \text{ 及び} \quad (2)$$

$$E_{2z} = A \left(\frac{-\gamma}{\omega\varepsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho) \quad (3)$$

【0052】

$e^{-j\gamma\rho}$ の電界変化が仮定され、かつ $\rho > 0$ 及び $z > 0$ 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 Z e n n e c k 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】

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

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

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

【0053】

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、半径座標であり、

【数 4】

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

は、第 2 種及び n 次の複素引数ハンケル関数であり、 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、 ε_1 は、領域 1 の導電率であり、 σ_2 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。

【0054】

$\pm z$ 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】

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

領域 1 では、以下の式が得られる。

【数 6】

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

放射伝搬定数 γ は、以下の式により得られ、

【数 7】

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

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】

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

10

20

30

40

50

上記の式のすべてにおいて、

【数 9】

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

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

であり、式中、 ε_1 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_o は、自由空間の誘電率であり、 μ_o 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。

10

【0055】

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。

20

【0056】

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ると人工であろうと、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。

30

【0057】

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。

40

【0058】

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。

【0059】

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

50

との間の L e o n t o v i c h 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。

【数 1 0】

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

式中、

【数 1 1】

\hat{z}

は、正の垂直 (+ z) 方向の単位法線であり、

【数 1 2】

\vec{H}_2

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 (1 3) 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 1 3】

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

式中、A は、定数である。更に、誘導表面導波プロープ 2 0 0 に近接すると (に 対して)、上記の式 (1 4) は、以下のような挙動を有することを留意されたい。

【数 1 4】

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

負号は、電源電流 (I 。) 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 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 1 5】

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

式中、式 (1) ~ (6) 及び (1 4) において、 $q_1 = C_1 V_1$ である。したがって、式 (1 4) 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 1 6】

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

式 (1) ~ (6) 及び (1 7) 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。B a r l o w , H . M . 及び B r o w n , J . の「R a d i o S u r f a c e W a v e s」(O x f o r d U n i v e r s i t y P r e s s , 1 9 6 2 , 1 ~ 5 ページ) を参照されたい。

【0 0 6 0】

この時点では、式 (1) ~ (6) 及び (1 7) 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 1 7】

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

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

これらの関数は、それぞれ、径方向内向きに

10

20

30

40

50

【数 1 8】

$$(H_n^{(1)})$$

及び外向きに

【数 1 9】

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

伝搬する円筒状の波を表す。この定義は、 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ の関係に類似している。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。

10

【0 0 6 1】

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】

20

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

これは、 $e^{j\frac{\pi}{4}}$ を乗じると、

【数 2 2】

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

の空間的変動を有する $e^{j(x - \frac{\pi}{4})}$ 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】

30

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

誘導表面導波プローブに近接すると () 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、

40

【数 2 5】

$$\sqrt{j}$$

だけ位相が異なり、これは、 45° 又は等価的に $\pi/8$ 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 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。

【0 0 6 2】

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 $-j$ 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

50

ことができる。 $x = \frac{1}{\rho}$ 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 () 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。

【 0 0 6 3 】

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。

10

【 0 0 6 4 】

領域 2 の Z e n n e c k 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 2 6】

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

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。

20

【数 2 7】

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

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。

【 0 0 6 5 】

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。

30

【 0 0 6 6 】

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。

【 0 0 6 7 】

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。

40

【数 2 8】

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

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

50

上することができることを示すことができる。

【0068】

十分に絶縁された端子の場合では、導体球の自己容量は、 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ 。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、 $C = 8\pi\epsilon_0 a$ 。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。

【0069】

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。

【0070】

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）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】

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

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。

【0071】

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。

($\theta_i = 0$)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。

【数31】

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

式中、 $x = \frac{1}{\epsilon_r}$ 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。

【0072】

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。

10

20

30

40

50

【数 3 3】

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

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

場の比は以下の式であることを意味する。

【数 3 4】

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

【0073】

10

「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 () 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。

20

【0074】

式 (30 b) 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】

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

30

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】

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

40

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。

【0075】

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】

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

50

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 4 0】

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

式中、 I_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ブ 200a の垂直構造に沿って分配される電流である。 10

【0076】

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、 $\beta_c = \beta_p l_c$ 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。 20

【0077】

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、 $\beta_y = \beta_w l_w$ 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、 $\beta_y = \beta_w h_p$ 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、 $\beta = \beta_c + \beta_y$ 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。 30

【数 4 2】

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

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 λ_0 である場合に対するものである。 θ 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。 40

【0078】

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（ θ_i, θ_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】

$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}} = n \quad (38)$$

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、 $\psi_{i,B} = (\theta_{i,B} / 2) - \theta_{i,B}$ 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 ($\psi_{i,B}$) 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 $\psi_{i,B}$ に整合させることができる ($\Phi = \psi_{i,B}$) ことを意味する。

【0079】

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。

【0080】

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プ 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 ($\psi_{i,B} = (\theta_{i,B} / 2) - \theta_{i,B}$) 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。

【0081】

誘導表面導波プロープ 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。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 2 】

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プ 2 0 0 b の例のグラフ表示を示す。A C 源 2 1 2 は、例えば、ヘリカルコイルなどのコイル 2 1 5 を含む給電ネットワーク 2 0 9 (図 3) を介して誘導表面導波プロープ 2 0 0 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、A C 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。いくつかの実施形態では、A C 源 2 1 2 のコイル 2 1 5 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。

【 0 0 8 3 】

図 7 に示すように、誘導表面導波プロープ 2 0 0 b は、損失性導電媒体 2 0 3 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 2 0 6 は、損失性導電媒体 2 0 3 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。

【 0 0 8 4 】

図 7 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 2 1 5 のタップ 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 A C 源 2 1 2 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、A C 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。

【 0 0 8 5 】

誘導表面導波プロープ 2 0 0 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 (1 0) 及び (1 1) から、以下の式のように計算することができる。

【 数 4 7 】

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

式中、 $\chi = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$ 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 2 0 3 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 ($\theta_{i,B}$, $\theta_{r,B}$) もまた、式 (2 6) から、以下の式のように決定することができる。

【 数 4 8 】

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

又は、以下の式のように図 5 A に示すように表面から測定される。

【 数 4 9 】

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

ハンケル交差距離 (W_{R_x}) でのウェーブチルトもまた、式 (4 0) を使用して見出すことができる。

【 0 0 8 6 】

ハンケル交差距離もまた、図 4 により示すように、 $-j$ に対する式 (2 0 b) 及び (2 1) 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 (3 9) 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 5 0 】

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

10

20

30

40

50

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(θ)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プ200の構成を決定することが可能である。

【0087】

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(θ)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。

【0088】

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_f)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】

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

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】

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

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】

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

【0089】

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。

【数54】

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

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(mks単位で

10

20

30

40

50

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 5 5】

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

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。

10

【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】

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

20

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。

【0090】

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 () に等しい複素実効高 (h_{eff}) の位相シフト ()、又は $\theta_y = \beta_y h_{eff}$ 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_{BS})、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 θ_y 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。

30

【0091】

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映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プ 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プ 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、映像法の分析を使用して確認することができる。

40

【0092】

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

50

平面の下に対応する「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。

【0093】

この解析はまた、誘導表面導波プロープ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）の下に複素深さにある。複素像深さの説明のために、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。

10

【0094】

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、 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1)$ 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、

20

【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】

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1, \text{ 及び} \quad (53)$$

$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (54)$$

30

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。

【0095】

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8A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の下に複素数の深さ z_1 に配置された、図8B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8Bの等価表現は、図8C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8C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。

40

【0096】

図8A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 6 0】

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

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

損失性の地球 1 3 3 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)、 Z_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、 $Z_{in} = j Z_o \tanh(\beta_o z_1)$ (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、 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 0 9 7】

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 0 9 8】

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

10

20

30

40

50

【 0 0 9 9 】

10

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、 $Z = Z_{base}$ である。以下の式の負荷インピーダンスで、

(6 2)

20

(63)

(64)

30

(6 5)

40

【 0 1 0 2 】

ハンケル解に従って、誘導表面導波プローブ 2 0 0 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 2 0 0 (図 3 及び図 7) の帯電端子 T_1 と接地杭 2 1 8 との間の給電ネットワーク 2 0 9 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 2 0 9 を通って移動する進行波の位相遅延は、損失性導電媒体 2 0 3 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 2 0 3 に沿って送出することができる。進行波に対して位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 1 3 0 、又は図 8 の 1 3 9) 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。

10

【 0 1 0 3 】

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 ($= d$) 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數位相が存在する。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 9 B) 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 9 B) 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。

20

【 0 1 0 4 】

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 . 0 5 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 . 2 5 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 9 A 及び 9 B 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。

30

【 0 1 0 5 】

図 1 0 を参照して、損失性導電媒体 2 0 3 (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 2 0 0 (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 1 5 0 を示す。

1 5 3 で開始して、誘導表面導波プローブ 2 0 0 の帯電端子 T_1 は、損失性導電媒体 2 0 3 の上の定義された高さに配置される。損失性導電媒体 2 0 3 の特性及び誘導表面導波プローブ 2 0 0 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 $-j$ に対する式 (2 0 b) 及び (2 1) 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 (4 1) 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_i, θ_B) は、式 (4 2) 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 (4 4) 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。

40

【 0 1 0 6 】

50

156で、帯電端子 T_1 上の持ち上げられた電荷 Q_1 の電氣的位相遅延は、複素ウェーブチルト角に整合される。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、 θ をウェーブチルト(W)の角度(θ)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(θ)は、以下の式から決定することができる。

【数69】

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

次に、電氣的位相は、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 $\theta = \theta_c + \theta_y$ 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。 θ 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。

【0107】

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、 $\theta_d = \dots$ 。 $d/2$ 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。

【0108】

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。

【0109】

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、共振するよう調整することができる。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 $\theta = \theta_c + \theta_y$ 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。

【0110】

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

10

20

30

40

50

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 $\epsilon_r = 1.5$ の比誘電率及び $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ 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 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。

10

【0111】

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】

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

これは式 (41) から得られ、式中、 $x = \sigma / \omega \epsilon_o$ 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。

20

【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】

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

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

30

【0112】

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 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】

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

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】

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

40

$\Psi = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ 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、 Ψ は、 θ_y に等しいことになり、誘導表面導波モードに整合する。 Ψ と θ_y 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。 Ψ 及び θ_y 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。

【0113】

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 (4

50

5) 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 6】

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

式 (35) からの伝搬係数は、以下の式である。

【数 7 7】

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

10

$\theta_c = 28.974^\circ$ 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。

【0 1 1 4】

ウェーブチルト角 ($\theta = \theta_c + \theta_y =$) 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、誘導表面波プローブ 200 の等価映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。

20

【数 7 9】

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

導電性映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。

【数 8 0】

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

30

導電性映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。

【数 8 2】

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

40

【0 1 1 5】

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}) を誘導表面波プローブ 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。

【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 1 6】

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】

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

10

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。

【数 8 6】

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

20

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】

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

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 9 A 及び 9 B 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。

30

【0 1 1 7】

誘導表面導波プロープ 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、かつプロープ構造が複素深さ $z = -d/2$ 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、

【数 8 8】

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

40

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。

【0 1 1 8】

要約すれば、解析的に及び実験的に両方で、誘導表面導波プロープ 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 () に整合する (=)、その上部端子での位相遅延 () 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プ 200 の構造上の共振定在波成分は、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 8 B) 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 8 B) 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

50

で損失性導電媒体 203 に入射する電磁波が

【数 89】

$$1/\sqrt{r}$$

の項が優位である距離 (R_x) で入射するように、図 3 の十分な高さ H_1 ($h - R_x \tan \theta_i$, 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。

【0119】

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 (θ_i , B)、及びウェーブチルト ($|W| e^j$) 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。

【0120】

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。

【0121】

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 (θ_i , B)、及び / 又はウェーブチルト ($|W| e^j$) 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 (θ) 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、 ϕ_y 、 ϕ_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 (ϕ_y 、 ϕ_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る。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 2 1 5 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。

【 0 1 2 2 】

電界計又は電界強度 (field strength) (F S) 計もまた、誘導表面導波プローブ 2 0 0 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 F S 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 2 3 0 に通信するように構成することができる。この情報は、L A N、W L A N、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ブ制御システム 2 3 0 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ブ 2 0 0 を調整して、F S 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。

10

【 0 1 2 3 】

例えば、帯電端子 T_1 に適用される位相遅延 ($= \gamma + \phi$) を調整して、ウェーブチルト角 (θ) 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ブ 2 0 0 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 2 1 5 (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 2 1 2 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 2 0 9 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、A C 源 2 1 2 に対するタップ 2 2 7 (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ブ 2 0 0 からの伝送との干渉を回避することができる。

20

【 0 1 2 4 】

プローブ制御システム 2 3 0 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、プローブ制御システム 2 3 0 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。プローブ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ブ 2 0 0 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。プローブ制御システム 2 3 0 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、L A N、W L A N、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。プローブ制御システム 2 3 0 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。

30

40

【 0 1 2 5 】

図 5 A 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 (θ_i, θ_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 (3 8) 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 (3 9) 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

50

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。

【0126】

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5A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121(図5A)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。

【0127】

図12を参照して、損失性導電媒体203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プ200c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プ200cは、損失性導電媒体203の上に配置されている。損失性導電媒体203は、領域1を構成し、領域2を構成する第2の媒体206は、損失性導電媒体203と境界界面を共有する。

【0128】

誘導表面導波プロープ200cは、励起源212を帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 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、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。

【0129】

図12の実施形態によれば、帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 で損失性導電媒体203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。

【0130】

次に図13を参照して、図12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163により示すように光線がハンケル交差点121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166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プの電気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。

【0131】

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、 U は、上側帯電端子 T_1 に適用される位相遅延であり、 L は、下側補償端子 T_2 に適用される位相遅延であり、 $= 2 / \rho$ 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。

【0132】

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】

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

【0133】

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 、 U 、及び L 又は h_d を調整することにより、実現することができる。

【0134】

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。

【0135】

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 を介して誘導表面導波プローブ 200d 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。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。あるいは、電流クランプを接地杭 218 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。

【0136】

図 14 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 14 に示すように、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。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、動作周波数で励振することができる。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。補償端子 T_2 は、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 200d 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 218 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 203（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。

【0137】

図 14 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 233 の接続点の上のコイル 215 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 200d 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、 $-j$ 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（ θ_i , θ_B 及び θ_i , θ_B ）、ウェーブチルト（ $|W|e^j$ ）、及び複素実効高（ $h_{eff} = h_p e^j$ ）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。

【0138】

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 200d 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、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 θ_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 θ_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、 $\text{Im} \{ \quad \}_U = 0$ である。これを、図 15 A にグラフで示し、この図は、 \quad_U の虚部及び実部のグラフ、それぞれ 172 及び 175 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 172 で図示するように $\text{Im} \{ \quad \}_U = 0$ である。この固定した高さで、コイルの位相 \quad_U は、グラフ 175 で図示するように $\text{Re} \{ \quad \}_U$ から決定することができる。

10

【0139】

AC 源 212 をコイル 215 に（例えば、結合を最大化する 50 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 15 B 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。

20

【0140】

図 15 B 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 50 の点に調整することができる。

30

【0141】

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 (\quad) 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。

40

【0142】

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

50

距離 (R_x) での誘導表面ウェーブチルト (W_{R_x}) 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 50 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。

【0143】

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 233 の位置は、全実効高 (h_{TE}) の位相 () が R_x での誘導表面ウェーブチルト角 () 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、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 236 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 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、損失性導電媒体 203 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 200 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 212 用のタップ 227 の位置をコイル 215 上の 50 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 224 及び / 又は 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。

【0144】

図 12 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、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 及び / 又は補償端子 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 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 (41) ~ (44) 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 $\theta_{r,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^j$)、及び複素実効高 ($h_{eff} = h_p e^j$) 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。

【0145】

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 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。

【0146】

図 16 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 200 e の例を示す。誘導表面導波プローブ 200 e は、領域 1 を構成する損失性導電媒体 203 の上に配置されている。加えて、第 2 の媒体 206 は、損失性導電媒体 203 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 203 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プ 200e 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プ 200e は、励起源 212 を帯電端子 T_1 及び T_2 に結合する給電ネットワーク 209 を含む。

【0147】

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 (24) 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プ 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。

【0148】

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プ 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プ 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プ 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、表面導波路プロープ 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、Zennec k 表面電流として誘導表面導波プロープ 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。

【0149】

損失性導電媒体 203 の表面上の放射 Zennec k 表面電流 J () の漸近線を近接で J_1 () かつ遠方で J_2 () 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】

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

遠方 ($\rho \gg \lambda/8$): $J_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}$ (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 $Z = j \mu_0 / \epsilon_e$ は、損失性導電媒体の放射インピーダンスであり、式中、 $\epsilon_e = (j \mu_1 - \mu_1^2 \mu_1^{-1})^{1/2}$ である。

【0150】

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 $J(\quad)$ 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、 $|J(\quad)|$ は、 $|J_1|$ に対して接線となることになり、遠方で、 $|J(\quad)|$ 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、 $J(\quad)$ 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。

【0151】

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、 $e^{-j(\quad^2 - \quad^1)}$ 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、 $\quad/4$ 付近に 1 つ及び $5\quad/4$ 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】

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

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 $J(\quad)$ 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】

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

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

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

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。

【0152】

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 (\quad_1) 及び領域 1 の誘電率 (\quad_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。

【0153】

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

10

20

30

40

50

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。

【0154】

また更に、調整することができる別のパラメータは、誘導表面導波プローブ200eに関連付けられた給電ネットワーク209である。これは、給電ネットワーク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り、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、そのようなコイル上の巻数を調整することができる。最終的に、給電ネットワーク209に対する調整を行なって、給電ネットワーク209の電気長を変更し、それによって、帯電端子 T_1 及び T_2 上の電圧の大きさ及び位相に影響を及ぼすことができる。

【0155】

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 ()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。

【0156】

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に示す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の動作を制御するように、給電ネットワーク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/若しく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。

【0157】

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。

【0158】

誘導表面導波プローブ200fは、帯電端子 T_1 及び T_2 のそれぞれに結合された一対のリードを有するコイル L_{1a} を含む誘導インピーダンスを含む給電ネットワーク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

10

20

30

40

50

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。

【 0 1 5 9 】

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。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 200 f 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 200 f 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氣長を有するように規定される場合とすることができる。

10

【 0 1 6 0 】

励起源 212 は、磁氣結合によって給電ネットワーク 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。

【 0 1 6 1 】

20

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 200 f 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、電氣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。

【 0 1 6 2 】

次に図 18 A、18 B、18 C、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 18 A 及び 18 B ~ 18 C 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、磁氣コイル 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、及び磁氣コイル 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。

30

【 0 1 6 3 】

具体的に図 18 A 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。

40

【 数 1 0 0 】

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

式中、 E_{inc} は、1 V / 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。電氣的負荷 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。

【 0 1 6 4 】

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

50

インピーダンス整合ネットワーク 318 を介して電氣的負荷 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。電氣的負荷 315 への電力の流れを促進するために、後述するように、電氣的負荷 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。

【0165】

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、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。

10

【0166】

同調共振器 306a もまた、位相シフトを有するコイル 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／又は構造の位相がウェーブチルト角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。

20

【0167】

例えば、自己容量 C_R により提示されるリアクタンスは、 $1/j C_R$ として計算される。理解することができるように、構造 306a 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 306a 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。

30

【0168】

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、 $j L$ 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 306a 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」していると考えられることができる。電力を負荷に結合するために、プローブと電氣的負荷 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 と電氣的負荷 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、電氣的負荷 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。

40

【0169】

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、表面誘導波から電氣的負荷 327 に送出されることになる。このために、電氣的負荷 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 306a 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。

50

【 0 1 7 0 】

図 1 8 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 3 0 6 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。

【 0 1 7 1 】

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
10
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、 TE_{20} (横電気モード) 導波路プロープは、 TE_{20} モードで励起された従来の導波路からエネルギーを抽出する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 2 0 3 の表面上の誘導表面導波プロープ 2 0 0 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。

【 0 1 7 2 】

受信構造を調整して、受信構造の近傍の損失性導電媒体 2 0 3 の局所的な特性に基づい
20
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 () 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 () 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。

【 0 1 7 3 】

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 1 8 B の同調した共振器 3 0 6 a 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 2 0 3 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
30
相シフト は、同調した共振器 3 0 6 a の位置でのウェーブチルト角 () に整合することができる。式 (2 2) 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。

【 数 1 0 1 】

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

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 2 0 3 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 () は、式 (9 7) から決定することができる。

【 0 1 7 4 】

同調共振器 3 0 6 a の全位相遅延 ($= \phi_c + \phi_y$) は、コイル L_R による位相遅延 (ϕ_c) 及び垂直供給線の位相遅延 (ϕ_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、 $\phi_y = \beta_w l_w$ 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、 $\phi_c = \beta_p l_c$ 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 1 0 2 】

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

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 ($\phi_c + \phi_y$) の
40
50

うちの1つ又は両方を調整して、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。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()を調整し、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。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。

【0175】

同調した共振器306aの位相遅延()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9A及び9Bに関して説明したものと同様である。

10

【0176】

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】

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

式中、

20

【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】

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

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

【0177】

30

同調共振器306aの底部で、受信構造を「見上げて」見たインピーダンスは、図9Aに示すように $Z = Z_{base}$ 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306a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】

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

40

同調共振器306a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306a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。

50

【0178】

次に図18C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306bの例を示す。この実施形態では、同調共振器306b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306bの全位相シフト()は、コイル L_R による位相遅延(c)のみを含む。図18Bの同調共振器306aと同様に、コイルの位相遅延 c を調整して、式(97)から決定されたウェーブチルト角()を整合することができ、これにより、結果として $=$ 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。

10

【0179】

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することができる。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。

20

【0180】

187で、受信構造の電氣的位相遅延 θ 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 θ_c に整合される。ヘリカルコイルの位相遅延(c)及び/又は垂直供給線の位相遅延(y)は、 θ をウェーブチルト(W)の角度()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()は、式(86)から決定することができる。次に、電氣的位相 θ は、ウェーブチルト角に整合することができる。例えば、電氣的位相遅延 $\theta = c + y$ 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。

【0181】

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(d)は、 $d =$ 。 $d/2$ 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

【0182】

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(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(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。

40

【0183】

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

50

i_n 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 から見た電氣的位相遅延 $= \theta_c + \theta_y$ 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 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。

10

【0184】

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 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】

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

20

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。

30

【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。

【0185】

40

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。

【0186】

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

50

整合ネットワークを介して電氣的負荷 3 1 5 / 3 2 7 / 3 3 6 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。

【 0 1 8 7 】

線状プローブ 3 0 3 によって提示された受信回路、モード整合した構造 3 0 6、及び磁気コイル 3 0 9 は、誘導表面導波プローブ 2 0 0 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 2 1 2 (例えば、図 3、図 1 2、及び図 1 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 2 0 0 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 2 0 0 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。

10

【 0 1 8 8 】

したがって、1つ以上の誘導表面導波プローブ 2 0 0、並びに線状プローブ 3 0 3、同調したモード整合した構造 3 0 6、及び/又は磁気コイル 3 0 9 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 2 0 0 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。

20

【 0 1 8 9 】

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。

30

【 0 1 9 0 】

次に、図 2 0 A ~ 図 2 0 E 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 2 0 A を具体的に参照して、誘導表面導波プローブ 2 0 0 a、2 0 0 b、2 0 0 c、2 0 0 e、2 0 0 d、若しくは 2 0 0 f、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において、この記号の表現は、誘導表面導波プローブ 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 2 0 0 a、2 0 0 b、2 0 0 c、2 0 0 e、2 0 0 d、若しくは 2 0 0 f、又はそれらの変形のいずれか1つの参照である。

40

【 0 1 9 1 】

同様に、図 2 0 B を参照して、線形プローブ 3 0 3 (図 1 8 A)、同調した共振器 3 0 6 (図 1 8 B ~ 図 1 8 C)、又は磁気コイル 3 0 9 (図 1 9) 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において、この記号の表現は、誘導表面波受信構造 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 のあらゆる参照は、線形プローブ 3 0 3、同調した共振器 3 0 6、若しくは磁気コイル 3 0 9、又はそれらの変形のいずれか1つの参照である。

【 0 1 9 2 】

更に、図 2 0 C を参照して、線形プローブ 3 0 3 (図 1 8 A) 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

50

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、線形プローブ 303 又はその変形の参照である。

【0193】

更に、図 20D を参照して、同調した共振器 306 (図 18B ~ 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 又はその変形の参照である。

【0194】

更に、図 20E 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 又はその変形の参照である。

10

【0195】

次に、本開示の各種実施形態に係る、動作中の負荷制限システムの例について説明する。例えば、誘導表面波電力送信システム (例えば、誘導表面波導波プローブ) により電力需要を満たすのに十分な利用可能な伝送容量がない場合、計画及び制御された方法で負荷を輪番及び制限することによって供給と需要を均衡させるために、特定の誘導表面波受信構造又はサービスエリアへの供給の中断が必要になることがある。誘導表面波を送出している誘導表面波導波プローブ P を考えてみる。誘導表面波は、携帯可能 / 移動可能システムの線形プローブ 303、同調した共振器 306、又は磁気コイル 309 などの誘導表面波受信構造 R により受信される。したがって、各種実施形態では、誘導表面波受信構造 R は、クライアントデバイス、車両、又は他の種類のユーザデバイス内に組み込むことができる。更に、各種実施形態では、負荷制限指令を誘導表面波受信構造 R に送り、誘導表面波受信構造 R により実施したり、実施のためにユーザデバイスの処理回路に中継したりしてもよい。

20

【0196】

次に図 21 を参照して、本開示の各種実施形態に係る負荷制限制御環境 2100 を示す。負荷制限制御環境 2100 は、負荷制限制御デバイス 2103、ユーザデバイス 2006、及び場合によっては他のデバイスを含み、それらはネットワーク 2106 を介して互いにデータ通信状態にある。ネットワーク 2106 は、例えば、インターネット、イントラネット、エクストラネット、ワイドエリアネットワーク (WAN)、ローカルエリアネットワーク (LAN)、有線ネットワーク、無線ネットワーク、若しくは他の適切なネットワークなど、又はアウトオブバンド信号方式若しくは負荷変調技術などの帯域内信号方式の 2 つ以上のそのようなネットワークの任意の組合せを含む。そのようなネットワークは、衛星ネットワーク、ケーブルネットワーク、イーサネットネットワーク、及び他の種類のネットワークを備えることができる。

30

【0197】

ネットワーク 2106 はまた、1 つ以上の誘導表面波導波プローブ P と 1 つ以上の誘導表面波導波受信構造 R の間で誘導表面波により伝送されるデジタル符号化データを含むことができる。ネットワーク 2106 のこれらの実施では、開放型システム間相互接続 (Open Systems Interconnection; OSI) モデルにより規定された各種バージョンの各種レイヤ 1 及び / 又はレイヤ 2 プロトコルなどの各種ネットワークプロトコルを使用することができる。例えば、イーサネットプロトコル又は類似のプロトコルは、誘導表面波導波プローブ P と誘導表面波導波受信構造 R の間でのデジタル符号化データの伝送を容易にするために採用することができる。そのようなネットワーク 2106 により提供される帯域幅を管理するために、各種ネットワーク技術を使用することもできる。例えば、時分割多重化技術、周波数分割多重化技術、及び / 又は他の類似の手法若しくは技術を使用することができる。負荷制限制御デバイス 2103 は、ネットワーク 2106 によってメッセージを送受信するためにネットワークインターフェース 2124 (例えば、ネットワークインターフェース通信モジュール) を利用することができる。

40

50

【 0 1 9 8 】

負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 は、例えば、サーバコンピュータ、又は計算能力をもたらす任意の他のシステムを備えることができる。代わりに、負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 は、例えば、1 つ以上のサーババンク若しくはコンピュータバンク又は他の構成で配置できる複数の計算装置を用いることができる。そのような計算装置は、単一の施設に配置されてもよく、又は多くの異なる地理的位置に分散されてもよい。例えば、負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 は、ホストされた計算リソース、グリッド計算リソース、及び / 又は任意の他の分散された計算構成と一緒に構成し得る複数の計算装置を含むことができる。一部の場合、負荷制限制御デバイスは、処理容量、ネットワーク容量、ストレージ容量、又は他の計算関連リソースの割り当てを時間とともに変化させ得る融通のきく計算リソースに相当することがある。

10

【 0 1 9 9 】

各種実施形態に係る負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 は、各種アプリケーション及び / 又は他の機能を実行することができる。また、負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 にとってアクセス可能な各種データがデータストア 2 1 0 9 に記憶される。データストア 2 1 0 9 は、理解され得るように複数のデータストア 2 1 0 9 を表すことがある。データストア 2 1 0 9 に記憶されているデータは、例えば、ユーザデバイス記録 2 1 1 6、及び場合によっては他のデータを含む。ユーザデバイス記録 2 1 1 6 に関連付けて、ユーザデバイス識別子 2 1 1 9 を記憶することができる。ユーザデバイス識別子 2 1 1 9 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 の固有の ID を表すことがある。ユーザデバイス識別子 2 1 1 9 は、例えば、ユーザデバイス 2 0 0 6 に関連付けられた固有のシリアル番号、ユーザデバイスのネットワークインターフェース 2 1 4 3 (例えば、ネットワークインターフェース通信モジュール) の固有のメディアアクセス制御 (MAC) アドレス、及び / 又は他の固有の識別子を表すことがある。ユーザデバイス識別子 2 1 1 9 は、特定のデバイス記録 2 1 1 6 を特定のユーザデバイス 4 0 6 に関連付けるか、又は他の方法でリンクするために使用することができる。

20

【 0 2 0 0 】

ユーザデバイス 2 0 0 6 は、ネットワーク 2 1 0 6 に結合され得る複数のユーザデバイス 2 0 0 6 を表す。ユーザデバイス 2 0 0 6 は、例えば、誘導表面波受信構造 R を含む、任意のデバイス、システム、又は装置を含むことができる。更に、ユーザデバイス 2 0 0 6 は、負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 から受信された負荷制限指令 2 1 0 8 を処理するために、及び / 又は受信された負荷制限指令 2 1 0 8 に少なくとも部分的に基づいて電力を節約するための何らかの動作をとるために必要とされる、プロセッサ、メモリ、及び本明細書で説明するような他の回路などの計算能力を有することができる。誘導表面波受信構造 R 及び計算回路は、ユーザデバイス 2 0 0 6 に組み込まれてもよく、又はユーザデバイス 2 0 0 6 に付けられたり、取り付けられたりしてもよい。例えば、ユーザデバイス 2 0 0 6 は、コンピュータシステムに相当することがある。そのようなコンピュータシステムは、デスクトップコンピュータ、ラップトップコンピュータ、携帯情報端末 (PDA)、セルラー電話、スマートフォン、セットトップボックス、音楽プレーヤ、ウェブパッド、タブレットコンピュータシステム、ゲーム機、電子書籍 (E - Book) リーダ、又は同様の能力を有する他のデバイスの形で具現化することができる。更に、ユーザデバイス 2 0 0 6 は、誘導表面波により送出される電力により主に又は部分的に電力供給される車両に相当することがある。加えて、ユーザデバイス 2 0 0 6 は、誘導表面波により駆動され得る空調機、照明、テレビなどの電気器具に相当することがある。したがって、ユーザデバイス 2 0 0 6 には、バッテリー電源などの、誘導表面波による誘導表面波電力の節電中のバックアップ電源を組み込むことができる。

30

40

【 0 2 0 1 】

ユーザデバイス 2 0 0 6 は、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 及び / 又は他のアプリケーションなどの各種アプリケーションを実行するように構成することができる。負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、例えば、1 つ以上の動作 2 1

50

26を行うために、ユーザデバイス2006のプロセッサ2603(図27)により実行することができる。例えば、負荷制限制御デバイス2103からの負荷制限指令2108を検出することに応じて、指定された機能又は下位構成要素2135を非作動状態にするために、ユーザデバイスプロファイル2123を取り出し、処理することができる。更に、一実施形態では、負荷制限指令2108は、負荷制限措置を受ける個々のデバイス識別子を指定することができる。したがって、負荷制限クライアントアプリケーション2133は、ユーザデバイスプロファイル2123からデバイス識別子を取り出し、受信された負荷制限指令2108から得られたデバイス識別子情報2119と比較することができる。ユーザデバイス2006は、後述するような構成要素などの追加の構成要素を含むことができる。

10

【0202】

一部の事例では、ユーザデバイス2006はまた、動作回路2139を含むことができる。動作回路2139は、帯域内通信で誘導表面波受信構造Rから(例えば、誘導表面波送信に埋め込まれた)負荷制限指令2108を受信することに応じて、又はアウトオブバンド通信でネットワークインターフェース2143(例えば、ネットワークインターフェース通信モジュール)から(例えば、誘導表面波送信に埋め込まれていない)負荷制限指令2108を受信することに応じて、1つ以上の動作2126を行うように構成することができる。

【0203】

各種実施形態では、誘導表面波受信構造Rは、誘導表面波を受信し、同構造は、一部の事例では、またユーザデバイス2006又はその部分に充電又は他の方法で電力供給するように動作することができる、複数のユーザデバイス2006又はそれらの部分に充電するように動作することができる。誘導表面波受信構造Rが、誘導表面波を受信し、受信された信号を処理して、誘導表面波に埋め込まれた負荷制限指令2108を識別する場合、負荷制限クライアントアプリケーション2133は、いずれの動作2126を応答として行うべきであるかを決定するために、存在する場合には、クライアントデータストア2129に記憶されているユーザデバイスプロファイル2123を照会することができる。負荷制限クライアントアプリケーション2133は、次いで、動作回路2139に、ユーザデバイスプロファイル2123に規定された動作2126を行わせることができる。

20

【0204】

本開示の各種実施形態では、ユーザデバイスプロファイル2123及び/又は1つ以上の動作2126などのデータの一部をユーザデバイスデータストア2129に記憶することができる。ユーザデバイスプロファイル2123に関連付けて、ユーザデバイス識別子2119を記憶することができる。各ユーザデバイスプロファイル2123は、負荷制限制御デバイス2103から負荷制限指令2108を受信した場合にユーザデバイス2006により行うべき1つ以上の動作2126を規定することができる。動作2126の一部の例は、ユーザデバイス2006の電源オフ、バックアップ電源2130(例えば、バッテリー電源)への切り換え、電力を節約するためのユーザデバイス2006の特定の機能又は下位構成要素2135の無効化、設定期間にわたる特定の機能に対するスリープモードの有効化などを含む。したがって、一部の事例では、動作2126は、ユーザデバイス2006の無効にするべき特定の機能又は能力を規定することができる。例えば、動作2126は、GPS追跡、メッセージングアプリケーション、補助機能などの個々のアプリケーションを無効にするべきであること、又はユーザデバイス2006のネットワークインターフェース2143などの特定のハードウェアを無効にするべきであることを規定することができる。ネットワークインターフェース2143は、ネットワーク2106などの1つ以上のコンピュータネットワークに接続するように構成することができる。ネットワークインターフェース2143は、有線又は無線のインターフェースに相当することがある。例えば、ネットワークインターフェース2143は、Bluetooth(登録商標)インターフェース、IEEE802.11無線ネットワーク(Wi-Fi(登録商標))インターフェース、セル方式無線送信器及び受信器、又は類似のネットワークインターフ

30

40

50

エースに相当することがある。

【0205】

ユーザデバイス2006は、着信する誘導表面波のキャリアメッセージに規定されている新規又は更新済みの負荷制限指令2108に関する監視を続けることができる。例えば、負荷クライアントアプリケーション2133は、キャリアメッセージに規定されるように、ユーザデバイス2006のプロセッサ2603（図27）に無効化された機能を再開させたり、誘導表面波により提供される電力の使用に戻るよう切り換えたりすることができる。したがって、負荷制限クライアントアプリケーション2133は、キャリアメッセージに規定された動作2126の1つ以上を動作回路2139に行わせることができる。別の例として、ユーザデバイス2006は、ユーザデバイス2006が負荷制限条件にあるときに特定の機能を有効化又は無効化することができる。別の例として、負荷制限制御デバイス2103により指定され、負荷制限指令2108に規定されるように、第1の負荷制限条件に応じて初めにデバイス機能2135の一部を無効化するようにユーザデバイス2006を構成することができる。負荷制限条件の変化に応じて追加の負荷制限条件を実施することができる。したがって、第2の負荷制限条件において、ユーザデバイス2006は、例として、誘導表面波受信構造Rによって受信される誘導表面波電力からバックアップバッテリー電源2130に切り換えるように構成することができる。また、バックアップバッテリーの残量レベルが低下すると、ユーザデバイス2006は、バッテリー電力を節約するために、デバイス機能又は下位構成要素2135の同じか又は異なる部分を非作動状態にするように構成することができる。各種実施形態では、負荷制限指令2108は、誘導表面波電力が節約されるべき時間であって、その後にユーザデバイス2006が、（誘導表面波受信構造Rにより受信できる）誘導表面波電力の無制限の使用に戻るよう切り換え可能な時間を指定することができる。したがって、ユーザデバイス2006は、通常動作を再開する前に、期間の経過を監視することができる。よって、負荷制限制御デバイス2103は、複数のユーザデバイス2006の間で負荷制限節約の作動及び非作動を互い違いにしたり、互いに離したりするために、異なるユーザデバイスに対して異なる時間を規定することができる。同様に、（1つ以上の）バックアップ電源2130の充電における誘導表面波電力の使用を制御するために、負荷制限コントローラ2103により充電制限を課すことができる。

10

20

30

【0206】

代わりに、負荷制限制御デバイス2103により実施される負荷制限のカテゴリは、負荷制限条件にわたって課されるべき電力の消費価格水準を参照することができる。例えば、第1の負荷制限条件では、誘導表面波電力送信器Pからの誘導表面波電力の供給を無効化しなくてもよいが、使用電力の消費価格又は料金を特別価格水準などに高くすることができる。したがって、ユーザデバイス2006によって、より高い価格水準ではあるが、誘導表面波電力の消費を続けることができる。したがって、各種実施形態では、ユーザデバイス2006が、バックアップバッテリー電力2130への切換え、特定のデバイス機能／構成要素2135の無効化など、いずれの動作2126を応答として行うべきであるかを決定するために、存在する場合には、ユーザデータストア2129に記憶されているユーザデバイスプロファイル2123を照会したり、誘導表面波電力の使用を特別料金で続けたりすることができる。

40

【0207】

一部の実施形態では、ユーザデバイス2006のすべて又は部分を、誘導表面波受信構造Rの各種構成要素を保護する外部ケースで囲むことができる。例えば、一部の実施形態では、ユーザデバイス2006は、誘導表面波受信構造Rが単一シェル内に囲まれた、携帯可能又はハンドヘルド型のユニットとすることができる。

【0208】

前に説明したように、誘導表面波受信構造Rは、誘導表面波を受信できる1つ以上の構造に相当することがある。誘導表面波受信構造Rは、上で前述したように、例えば、線形プローブ、同調した共振器、磁気コイル、及び／又は、誘導表面波を受信するための類似

50

の構造を含むことができる。一部の実施形態では、誘導表面波受信構造 R は、複数の誘導表面波受信構造 R を表すことがあり、それらのそれぞれが、他の誘導表面波受信構造 R とは異なる周波数の誘導表面波を受信するように同調される。各種実施形態では、誘導表面波受信構造 R は、異なる周波数の複数の誘導表面波を同時に受信するように同調されるように構成することができる。一部の実施形態では、誘導表面波受信構造 R は、第 1 の周波数の誘導表面波を検出し、受信し、及び / 又は測定し、第 2 の周波数に切り換えて第 2 の周波数の第 2 の誘導表面波を検出するために、周波数を交替させるように構成することができる。

【0209】

各種実施形態では、誘導表面波受信構造 R は、負荷制限指令を受信するように構成することができ、受信された負荷制限指令に従って誘導表面波電力送信の受信を無効にするように構成することができる。例えば、負荷制限指令は、規定された時間にわたって誘導表面波電力送信の受信を中止するように、誘導表面波受信構造 R に指示することができる。その時間が経過した後、誘導表面波受信構造 R は、誘導表面波電力送信の受信を開始することができる。

【0210】

ここで図 22 に転ずると、誘導表面波受信構造 R は、誘導表面波に埋め込まれた帯域内データを誘導表面波電力送信器（例えば、誘導表面導波プローブ P）から受信するように構成することができる。つまり、誘導表面波受信構造 R は、電力を搬送する誘導表面波上のデータ送信を受信できるデータ復調器 2233 を含むことができる。例えば、誘導表面波又は誘導表面波の一部は、データ信号を搬送するために位相、周波数、及び / 又は振幅を変化させることができる。データ復調器 2233 は、これらのデータ送信を復調して、負荷制限指令 2108 などの制御データを誘導表面波受信構造 2403 に供給することができる。負荷制限指令 2108 は、非作動の時間及び / 又は期間のインジケーションなど、個々の誘導表面波受信構造 R に結合された負荷又はデバイス、及び負荷制限条件にある関連するユーザデバイス 2006 に適用可能な動作スケジュールを示すことができる。例えば、負荷制限指令 2108 は、ユーザデバイス 2006 がバックアップ電源 2130 の使用を指示される期間を示すことができる。

【0211】

図 23 を参照して、本明細書では図 14 に表されるような誘導表面導波プローブ 2100 を指す誘導表面導波プローブ P の例のグラフ表示を、励起源 212 に結合されたデータ変調器回路 2110 とともに示す。説明したように、各種実施形態では、データ変調器回路 2110 を使用して負荷制限指令又はデータを誘導表面波に埋め込むことができる。例えば、誘導表面波は、負荷制限指令を運ぶデータ信号を搬送するために、周波数、位相、及び / 又は振幅を変化させることができる。代替の実施形態では、負荷制限指令は、セル式又は他の種類の無線送信などの他のチャンネルによってユーザデバイスに送信することができる。

【0212】

次に図 24 を参照して、各種実施形態による負荷制限クライアントアプリケーション 2133 の一部の動作の一例を提示する流れ図を示す。図 24 の流れ図は、本明細書で説明するような負荷制限クライアントアプリケーション 2133 の一部の動作を実施するために用い得る多くの異なる種類の機能構成の単なる例を提示していることを理解されたい。代替りとして、図 24 の流れ図は、各種実施形態に係るユーザデバイス 2006（図 21）において実施される方法の要素の例を示すものとみることができる。

【0213】

ボックス 2303 から始まって、負荷制限クライアントアプリケーション 2133 は、誘導表面波受信構造 R が誘導表面波を受信したかどうかを判定する。誘導表面波受信構造 R が誘導表面波を現在受信していないか又は誘導表面波を受信しなかったと、負荷制限クライアントアプリケーション 2133 が判断した場合、処理の実行はボックス 2313 に飛ぶ。しかし、誘導表面波受信構造 R が誘導表面波を受信した場合、処理の実行はボック

10

20

30

40

50

ス 2 3 0 6 に進む。

【 0 2 1 4 】

ボックス 2 3 0 6 に移ると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、存在する場合には、誘導表面波に埋め込まれているか又は他の方法で符号化されているキャリアメッセージを復号させる。キャリアメッセージは、負荷制限指令 2 1 0 8 など、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 により使用されるべきデータを含むことができる。例えば、負荷制限指令 2 1 0 8 は、個々のデバイス機能 / 構成要素を利用しないための規制、又は規定された期間中に誘導表面波電力を利用しないための規制など、誘導表面波受信構造 R 及び / 又は誘導表面波受信構造 R に関連付けられたユーザデバイス 2 0 0 6 に適用可能な負荷制限規制を規定することができる。

10

【 0 2 1 5 】

次にボックス 2 3 0 9 を参照すると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、バックアップバッテリー電力への切換え、特定のデバイス機能の無効化、又は特別料金での誘導表面波電力の使用の継続など、いずれの動作 2 1 2 6 を応答として行うべきであるかを決定するために、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、存在する場合には、ユーザデータストア 2 1 2 9 に記憶されているユーザデバイスプロフィール 2 1 2 3 を照会させることができる。実行はボックス 2 3 1 1 に進む。

【 0 2 1 6 】

ボックス 2 3 1 1 で、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) 又は動作回路 2 1 3 9 (図 2 1) のいずれかに、ユーザデバイスプロフィール 2 1 2 3 により規定された動作 2 1 2 6 を行わせる。例えば、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、動作回路 2 1 3 9 に、ユーザデバイス 2 0 0 6 の構成要素 2 1 3 5 の無効化、ユーザデバイス 2 0 0 6 の電源オフ、バックアップ電源 2 1 3 0 の使用への切換え、又は他の動作 2 1 2 6 を行わせることができる。負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 はまた、一部の実施形態では、専用の動作回路 2 1 3 9 に代えてプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、そのような動作 2 1 2 6 を行わせることができる。動作回路 2 1 3 9 などの専用のハードウェアを使用して動作 2 1 2 6 を行うことは、より安全であり、ソフトウェアバグを生じにくくし得るが、これらの動作 2 1 2 6 の 1 つ以上をプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) を使用してソフトウェアで行うことは、ユーザデバイス 2 0 0 6 の製造を簡単にすることができる。動作 2 1 2 6 が行われた後、処理の実行は (ボックス 2 3 1 3 で) 終了する。

20

30

【 0 2 1 7 】

次に図 2 5 を参照して、各種実施形態に係る負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 の一部の動作の一例を提示する流れ図を示す。図 2 5 の流れ図は、本明細書で説明するようなクライアントアプリケーション 2 1 3 3 の一部の動作を実施するために用い得る多くの異なる種類の機能構成の単なる例を提示していることを理解されたい。代わりとして、図 2 5 の流れ図は、各種実施形態に係るユーザデバイス 2 0 0 6 (図 2 1) において実施される方法の要素の例を示すものとみることができる。

【 0 2 1 8 】

ボックス 2 4 0 3 から始まって、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、誘導表面波受信構造 R が、負荷制限制御デバイス 2 1 0 3 からアウトオブバンド通信を受信したかどうかを判定する。ユーザデバイス 2 0 0 6 のネットワークインターフェースがアウトオブバンド通信を現在受信していないか又はアウトオブバンド通信を受信しなかったと、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 が判断した場合、処理の実行はボックス 2 4 1 3 に飛ぶ。しかし、ネットワークインターフェース 2 1 4 3 がアウトオブバンド通信を受信した場合、処理の実行はボックス 2 4 0 6 に進む。

40

【 0 2 1 9 】

ボックス 2 4 0 6 に移ると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、存在する場合には、アウトオブ

50

バンド (out-of-band ; O O B) 通信に埋め込まれているか又は他の方法で符号化されているキャリアメッセージのペイロードを復号させる。キャリアメッセージは、負荷制限指令 2 1 0 8 など、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 により使用されるべきデータを含むことができる。例えば、負荷制限指令 2 1 0 8 は、誘導表面波受信構造 R 及び / 又は誘導表面波受信構造 R に関連付けられたユーザデバイス 2 0 0 6 に適用可能な負荷制限規制を規定することができる。

【 0 2 2 0 】

次にボックス 2 4 0 7 を参照すると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、ユーザデバイス 2 0 0 6 が負荷条件下にあるかどうかを判定させる。例えば、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 が誘導表面波電力の使用を節約すべき時間を決定するために、そして現在時刻がこの時間内であるか又は時間外であるかを判定するために、負荷制限指令 2 1 0 8 を分析することができる。

10

【 0 2 2 1 】

次にボックス 2 4 0 9 を参照すると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、バックアップバッテリー電力 2 1 3 0 への切換え、特定のデバイス機能 2 1 3 5 の無効化など、いずれの動作 2 1 2 6 を応答として行うべきであるかを決定するために、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、存在する場合には、ユーザデータストア 2 1 2 9 に記憶されているユーザデバイスプロファイル 2 1 2 3 を照会させたり、特別料金で誘導表面波電力の使用を続けさせたりする。実行はボックス 2 4 1 1 に進む。

20

【 0 2 2 2 】

次にボックス 2 4 1 1 を参照すると、負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 は、ユーザデバイス 2 0 0 6 のプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) 又は動作回路 2 1 3 9 (図 2 1) のいずれかに、ユーザデバイスプロファイル 2 1 2 3 により規定された動作 2 1 2 6 を行わせる。負荷制限クライアントアプリケーション 2 1 3 3 はまた、一部の実施形態では、専用の動作回路 2 1 3 9 に代えてプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) に、そのような動作 2 1 2 6 を行わせることができる。動作回路 2 1 3 9 などの専用のハードウェアを使用して動作 2 1 2 6 を行うことは、より安全であり、ソフトウェアバグを生じにくくし得るが、これらの動作 2 1 2 6 の 1 つ以上をプロセッサ 2 6 0 3 (図 2 7) を使用してソフトウェアで行うことは、ユーザデバイス 2 0 0 6 の製造を簡単にすることができる。動作 2 1 2 6 が行われた後、処理の実行は (ボックス 2 4 1 3 で) 終了する。

30

【 0 2 2 3 】

図 2 6 を参照して、本開示のある実施形態に係る負荷制限制御計算環境 2 5 0 3 のブロック模式図を示す。負荷制限制御計算環境 2 5 0 3 は、1 つ以上の負荷制限制御デバイス 2 5 0 0 を含む。各負荷制限制御デバイス 2 5 0 0 は、少なくとも 1 つのプロセッサ回路を含み、同回路は、例えば、プロセッサ 2 5 0 3 及びメモリ 2 5 0 6 を有し、それらの両方がローカルインターフェース 2 5 0 9 に結合される。このために、各負荷制限制御デバイス 2 5 0 0 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デバイスを備えることができる。ローカルインターフェース 2 5 0 9 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。

40

【 0 2 2 4 】

メモリ 2 5 0 6 に記憶されているのは、データと、プロセッサ 2 5 0 3 により実行可能なくつかの構成要素との両方である。特に、メモリ 2 5 0 6 に記憶され、プロセッサ 2 5 0 3 により実行可能なのは、負荷制限制御アプリケーション 2 1 1 3、及び場合によっては他のアプリケーションである。メモリ 2 5 0 6 に記憶されているのは、データストア 2 1 0 9 及び他のデータでもよい。加えて、オペレーティングシステムをメモリ 2 5 0 6 に記憶し、プロセッサ 2 5 0 3 により実行可能とすることができる。理解され得るように、メモリ 2 5 0 6 に記憶されプロセッサ 2 5 0 3 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を理解されたい。本明細書で説明される任意の構成要素がソフトウェア

50

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。

【0225】

複数のソフトウェア構成要素がメモリ2506に記憶され、プロセッサ2503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2503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2506のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ2503により実行され得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2506のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ2503により実行され得る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2503により実行されるべき指令をメモリ2506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することができる。例えば、ランダムアクセスメモリ（RAM）、リードオンリーメモリ（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2506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。

【0226】

本明細書では、メモリ2506は、揮発性と不揮発性の両方のメモリ及び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2506は、例えば、ランダムアクセスメモリ（RAM）、リードオンリーメモリ（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/又は他のメモリ構成要素、又はこれらのメモリ構成要素のうちの任意の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デバイスを備えることができる。ROMは、例えば、プログラマブルリードオンリーメモリ（PROM）、消去可能なプログラマブルリードオンリーメモリ（EPROM）、電氣的に消去可能なプログラマブルリードオンリーメモリ（EEPROM）、又は他の同様のメモリデバイスを備えることができる。

【0227】

また、プロセッサ2503は、複数のプロセッサ2503及び/又は複数のプロセッサコアを表すことがあり、メモリ2506は、並列処理回路でそれぞれ動作する複数のメモリ2506を表すことがある。そのような場合、ローカルインターフェース2509は、複数のプロセッサ2503の任意の2つの間、任意のプロセッサ2503とメモリ2506のいずれかとの間、又は任意の2つのメモリ2506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。ローカルインターフェース2509は、例えば負荷分散を行うなど、この通信を調整するように設計された追加のシステムを備えることができる。プロセッサ2503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。

【0228】

図27を参照して、本開示のある実施形態に係るユーザデバイス2006のブロック模式図を示す。ユーザデバイス2006は、少なくとも1つのプロセッサ回路を含むことが

でき、同回路は、例えば、プロセッサ 2603 及びメモリ 2606 を有し、それらの両方がローカルインターフェース 2609 に結合される。ローカルインターフェース 2609 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。

【0229】

メモリ 2606 に記憶されているのは、データと、プロセッサ 2603 により実行可能なくつかの構成要素との両方である。特に、メモリ 2606 に記憶され、プロセッサ 2603 により実行可能なのは、負荷制限クライアントアプリケーション 2133、及び場合によっては他のアプリケーションである。メモリ 2606 に記憶されているのはまた、ユーザデバイスデータストア 2129 及び他のデータでもよい。加えて、オペレーティングシステムをメモリ 2606 に記憶し、プロセッサ 2603 により実行可能とすることができる。

10

【0230】

理解され得るように、メモリ 2606 に記憶されプロセッサ 2603 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。

20

【0231】

複数のソフトウェア構成要素がメモリ 2606 に記憶され、プロセッサ 2603 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 2603 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 2606 のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ 2603 により実行され得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 2606 のランダムアクセス部分にロードされ、プロセッサ 2603 により実行され得る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 2603 により実行されるべき指令をメモリ 2606 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することができる。例えば、ランダム

30

【0232】

本明細書では、メモリ 2606 は、揮発性と不揮発性の両方のメモリ及び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 2606 は、例えば、ランダムアクセスメモリ（RAM）、リードオンリーメモリ（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 / 又は他のメモリ構成要素、又はこれらのメモリ構成要素のうちの任意の 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デバイスを備えることができる。ROM は、例えば、プログラマブルリードオンリーメモリ（PROM）、消去可能なプログラマブルリードオンリーメモリ（EPROM）、電氣的に消去可能なプログ

40

50

ラマブルリードオンリーメモリ（EEPROM）、又は他の同様のメモリデバイスを備えることができる。

【0233】

また、プロセッサ2603は、複数のプロセッサ2603及び/又は複数のプロセッサコアを表すことがあり、メモリ2606は、並列処理回路でそれぞれ動作する複数のメモリ2606を表すことがある。そのような場合、ローカルインターフェース2609は、複数のプロセッサ2603の任意の2つの間、任意のプロセッサ2603とメモリ2606のいずれかとの間、又は任意の2つのメモリ2606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。ローカルインターフェース2609は、例えば負荷分散を行うなど、この通信を調整するように設計された追加のシステムを備えることができる。プロセッサ2603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。

10

【0234】

本明細書で説明する負荷制限制御アプリケーション2113、負荷制限クライアントアプリケーション2133、及び他の各種システムは、上述したような汎用の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/汎用の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離散した論理回路、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。

20

【0235】

図24及び図25の流れ図は、負荷制限クライアントアプリケーション2133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、規定された（1つ以上の）論理機能を実施するプログラム指令を含むコードのモジュール、セグメント、又は部分を表すことがある。プログラム指令は、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適切な実行システムにより認識可能な数値指令を含む、プログラム言語又は機械コード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することができる。ハードウェアで具現化される場合、各ブロックは、規定された（1つ以上の）論理機能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ある。

30

【0236】

図24及び図25の流れ図が特定の実行順序を示しているが、実行順序は、示されているものと異なってもよいことを理解されたい。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24及び図25で連続して示される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、一部の実施形態では、図24及び図25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、アカウンティング、パフォーマンス測定、又はトラブルシューティングエイドの提供などのために、いくつかのカウンタ、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を理解されたい。

40

【0237】

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、負荷制限制御アプリケーション2113及び負荷制限クライアントアプリケーション2133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指令実行システムにより使用されるか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で具現化され得る。この意味で、論理は、例えば、コンピ

50

ユーザ可読媒体から読み込まれ指令実行システムにより実行され得る、指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、指令実行システムにより使用されるか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か、記憶するか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。

【0238】

コンピュータ可読媒体は、例えば、磁気、光、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、リードオンリーメモリ(ROM)、プログラマブルリードオンリーメモリ(PROM)、消去可能なプログラマブルリードオンリーメモリ(EPROM)、電氣的に消去可能なプログラマブルリードオンリーメモリ(EEPROM)、又は他の種類のメモリデバイスとすることができる。

【0239】

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、負荷制限制御アプリケーション2113及び負荷制限クライアントアプリケーション2133を含めて、各種方法で実装及び構成することができる。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して実装することができる。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又は分散された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、同じ計算環境、又は同じユーザデバイス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を理解されたい。

【0240】

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。

【0241】

項目1 損失性導電媒体に沿って進む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誘導表面波受信構造と、誘導表面波受信構造に結合されたユーザデバイスであり、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電氣的負荷をもたらすユーザデバイスと、制御デバイスから負荷制限指令を受信するように構成された、ユーザデバイスの負荷制限アプリケーションであり、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するように構成された負荷制限アプリケーションとを備える、装置。

【0242】

項目2 負荷制限アプリケーションは、負荷制限指令の受信に応じて、バックアップバッテリー電源を消費するようにユーザデバイスを切り換えるように構成されている、項目1に記載の装置。

【0243】

項目3 負荷制限アプリケーションは更に、負荷制限指令に規定された期間にわたってバッテリー電源を利用するように構成されている、項目2に記載の装置。

【0244】

項目4 負荷制限アプリケーションは更に、負荷制限指令に規定された期間が経過した後、誘導表面波において具現化された電気エネルギーの消費を再開するように構成されており、バックアップバッテリー電源は、負荷制限指令により規定された速度で電気エネルギー

10

20

30

40

50

を使用して充電される、項目 3 に記載の装置。

【 0 2 4 5 】

項目 5 負荷制限アプリケーションは、負荷制限指令の受信に応じて、特定のユーザデバイス構成要素を非作動状態にするようにユーザデバイスを切り換えるように構成されている、項目 1 ~ 4 のいずれか一項に記載の装置。

【 0 2 4 6 】

項目 6 負荷制限アプリケーションは更に、負荷制限指令に規定された期間にわたって特定のユーザデバイス構成要素を非作動状態にするように構成されている、項目 5 に記載の装置。

【 0 2 4 7 】

項目 7 負荷制限アプリケーションは更に、ユーザデバイスプロファイルを調査することによって特定のユーザデバイス構成要素を決定するように構成されている、項目 5 又は 6 に記載の装置。

【 0 2 4 8 】

項目 8 負荷制限指令は、誘導表面波により提供される電気エネルギーの消費に関する特別料金の開始を指示し、ユーザデバイスプロファイルは、特別料金で電気エネルギーを消費することを許可された特定のユーザデバイス構成要素を規定する、項目 7 に記載の装置。

【 0 2 4 9 】

項目 9 損失性導電媒体に沿って誘導表面波を送信するように構成された誘導表面導波プローブと、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制するために負荷ステータス制限指令を送るように構成された負荷制限制御デバイスとを備える、装置。

【 0 2 5 0 】

項目 10 負荷制限指令は、負荷制限指令を受けるユーザデバイスを示すユーザデバイス識別子を含む、項目 9 に記載の装置。

【 0 2 5 1 】

項目 11 負荷制限指令は、誘導表面波により提供される電気エネルギーの消費をユーザデバイスが再開可能な終了時間を規定し、終了時間は、異なるユーザデバイスに対して異なっている、項目 9 又は 10 に記載の装置。

【 0 2 5 2 】

項目 12 負荷制限指令は、誘導表面波に埋め込まれている、項目 9 ~ 11 のいずれか一項に記載の装置。

【 0 2 5 3 】

項目 13 負荷制限指令を埋め込むように適合されたデータ変調器回路を更に備える、項目 12 に記載の装置。

【 0 2 5 4 】

項目 14 負荷制限指令は、誘導表面波とは別のアウトオブバンド通信において送信される、項目 9 ~ 11 のいずれか一項に記載の装置。

【 0 2 5 5 】

項目 15 アウトオブバンド通信において負荷制限指令を送るように適合されたネットワークインターフェース通信モジュールを更に備える、項目 14 に記載の装置。

【 0 2 5 6 】

項目 16 ユーザデバイスの誘導表面波受信構造によって、誘導表面導波プローブから誘導表面波を受信することと、負荷制限指令に少なくとも部分的に基づいて、誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を規制することを含む、方法。

【 0 2 5 7 】

項目 17 誘導表面波の一部として埋め込まれた負荷制限指令を復号することを更に含む、項目 16 に記載の方法。

【 0 2 5 8 】

項目 18 誘導表面波により提供される電気エネルギーのユーザデバイス消費を節約する

10

20

30

40

50

ために実施されるべき個々の動作を決定するために、ユーザデバイスにローカルに記憶されているユーザデバイスプロフィールを照会することを更に含む、項目 16 又は 17 に記載の方法。

【0259】

項目 19 個々の動作は、バックアップバッテリー電力を受信するようにユーザデバイスを切り換えることを含む、項目 18 に記載の方法。

【0260】

項目 20 個々の動作は、ユーザデバイスプロフィールにおいて指定された少なくとも 1 つのユーザデバイス構成要素を非作動状態にすることを含む、項目 18 に記載の方法。

【0261】

項目 21 負荷制限指令は、誘導表面波により提供される電気エネルギーの消費に関する特別料金の開始を指示し、ユーザデバイスプロフィールは、特別料金で電気エネルギーを消費することを許可された特定のユーザデバイス構成要素を規定する、項目 16 ~ 20 のいずれか一項に記載の方法。

【0262】

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】

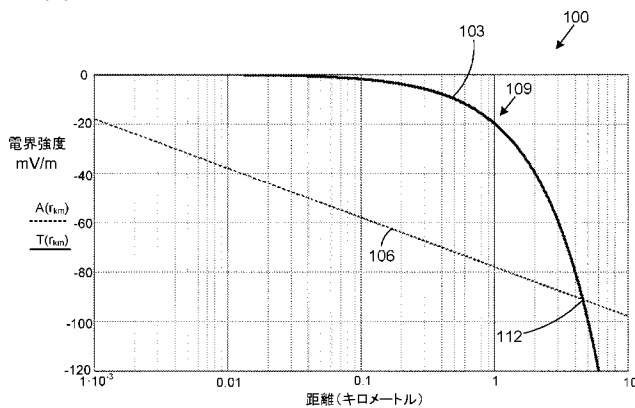


FIG. 1

【図 2】

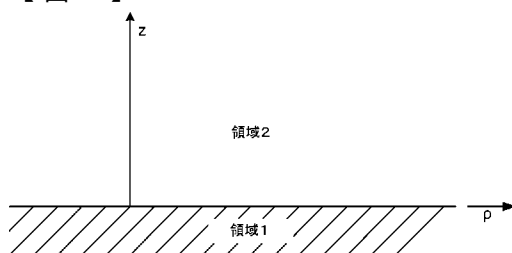


FIG. 2

【図 3】

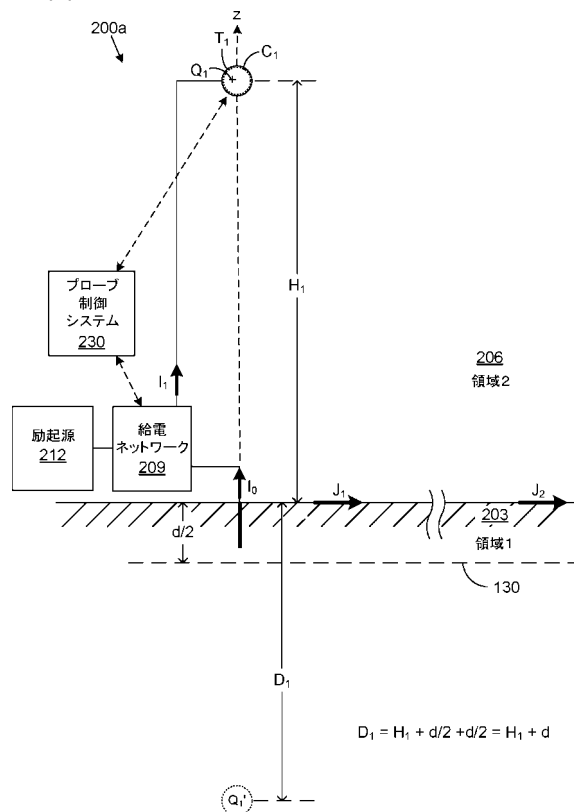


FIG. 3

[illegible]

Figure 10 consists of two side-by-side plots. The left plot is titled $\text{Im}\{\Phi_U\}$ and the right plot is titled $\text{Re}\{\Phi_U\}$. Both plots have a horizontal axis labeled '高さ(フィート)' (Height in feet) ranging from 0 to 35. The vertical axis for both ranges from -60 to 40. In the left plot, a curve starts at approximately (0, 30) and decreases, crossing the horizontal axis at approximately 9.5 feet. A point is marked on the curve at this height, and a downward arrow points from it. In the right plot, a curve starts at approximately (0, 20) and increases, crossing the horizontal axis at approximately 9.5 feet. A point is marked on the curve at this height, and an upward arrow points from it. Both plots have a horizontal line at $y=0$.

Figure 1 is a schematic diagram of a power transmission system. It shows a power source 212 connected to a power network 209. The network 209 is connected to a transmission line 200e. The transmission line 200e has two conductors, T1 and T2, which are separated by a distance d . The conductors T1 and T2 are at heights H_1 and H_2 above the ground, respectively. The ground is represented by a horizontal line with diagonal hatching. The distance from the ground to the center of the conductors is $d/2$. The transmission line 200e is labeled with current I_1 and I_2 . The ground is labeled with current J_1 and J_2 . The diagram also shows the equivalent circuit parameters Q_1 , Q_2 , and C_M . The diagram is labeled with 206, 209, 212, 200e, 203, and 130.

$$D_1 = H_1 + d/2 + d/2 = H_1 + d$$

$$D_2 = H_2 + d/2 + d/2 = H_2 + d$$

FIG. 17

【図 18 A】

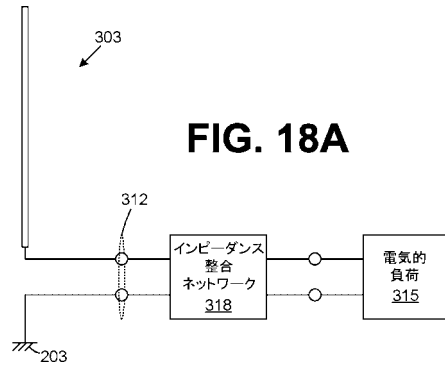


FIG. 18A

【図 18 B】

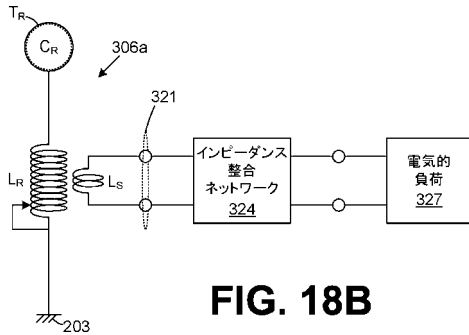


FIG. 18B

【図 18 C】

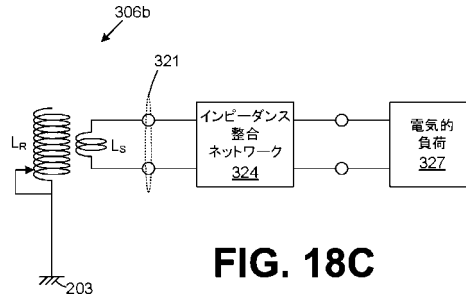


FIG. 18C

【図 18 D】

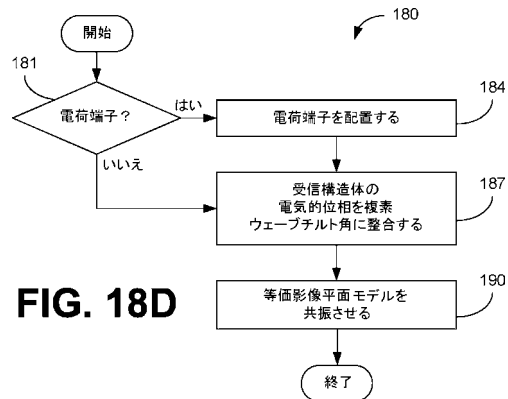


FIG. 18D

【図 19】

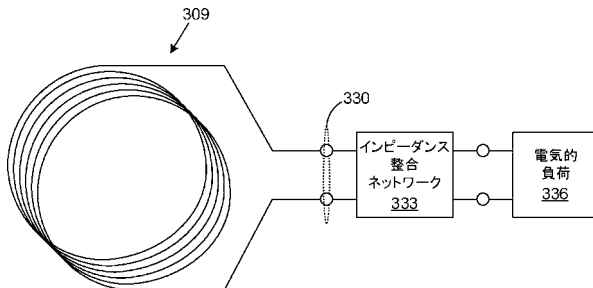


FIG. 19

【図 20 A】

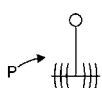


FIG. 20A

【図 20 B】

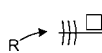


FIG. 20B

【図 20 C】

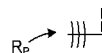


FIG. 20C

【図 20 D】

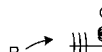


FIG. 20D

【図 20 E】

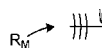


FIG. 20E

【図 21】

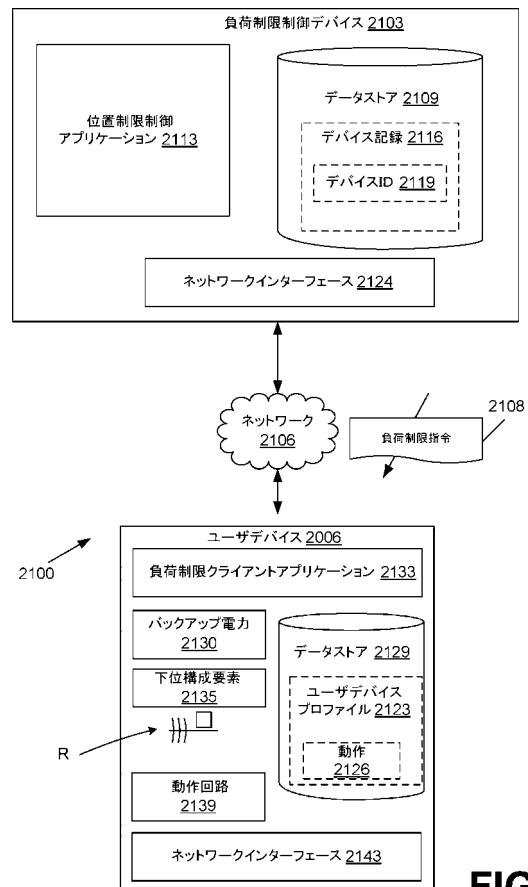


FIG. 21

【図 2 2】



FIG. 22

【図 2 3】

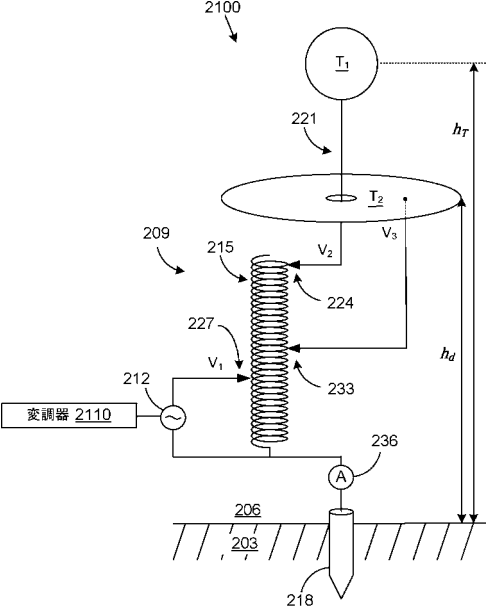


FIG. 23

【図 2 4】

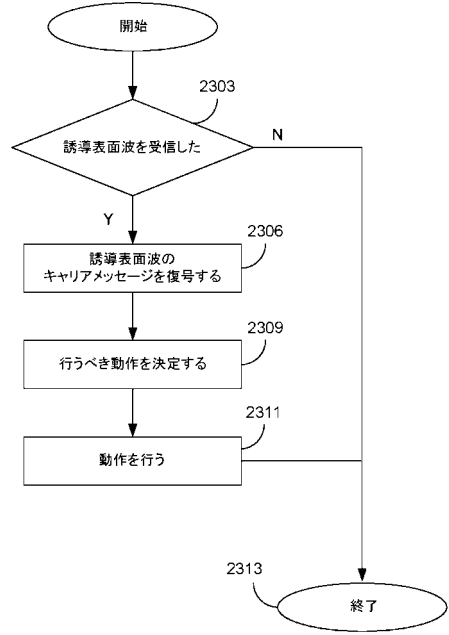


FIG. 24

【図 2 5】

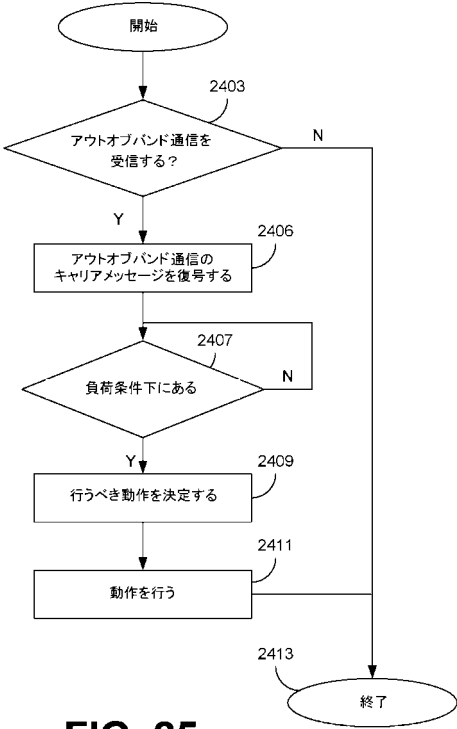


FIG. 25

【 図 2 6 】

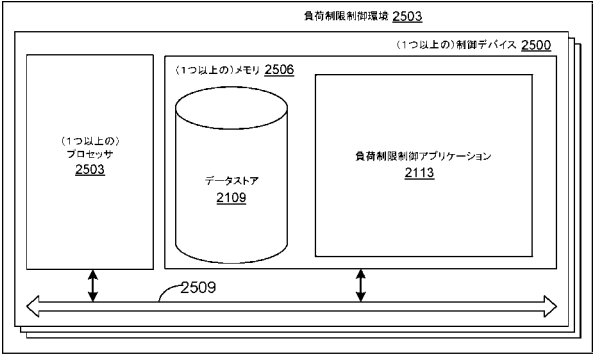


FIG. 26

【 図 2 7 】

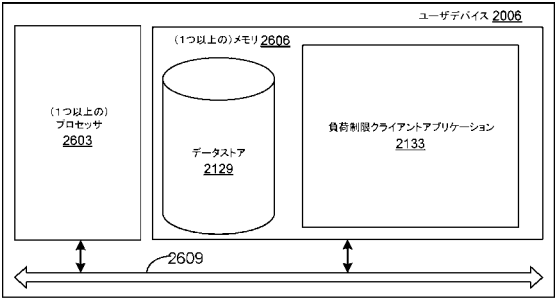


FIG. 27

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2016/047986

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H02J3/14 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)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-----------|--|-------------------------|
| Y | US 2014/252886 A1 (CORUM JAMES F [US] ET AL) 11 September 2014 (2014-09-11) figures 3,6,7,9,12 | 1-11,14, 15 12,13 |
| A | ----- | |
| Y | US 2011/010018 A1 (HAUGH JULIANNE F [US]) 13 January 2011 (2011-01-13) paragraphs [0004], [0042], [0043]; figures 1-3 | 1-11,14, 15 |
| | ----- | |

☐ 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

8 November 2016

Date of mailing of the international search report

17/11/2016

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

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/US2016/047986

| Patent document cited in search report | Publication date | Patent family member(s) | Publication date |
|---|---------------------|----------------------------|---------------------|
| US 2014252886 A1 | 11-09-2014 | NONE | |
| US 2011010018 A1 | 13-01-2011 | US 2011010018 A1 | 13-01-2011 |
| | | US 2012109388 A1 | 03-05-2012 |

フロントページの続き

| | | | | |
|--------------------------------|--|---------------|---|------------|
| (51)Int.Cl. | | F I | | テーマコード(参考) |
| H 0 2 J 50/80 (2016.01) | | H 0 2 J 50/80 | | |
| H 0 1 P 5/08 (2006.01) | | H 0 1 P 5/08 | G | |

(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 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 コルム, ケネス, エル.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 リリー, ジェームス, ディー.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 ウィルソン, ステファン, ダブリュー.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 ピンゾーン, バジル, エフ., ジュニア.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 ピンゾーン, ジョセフ, エフ.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 デヴェロー, リチャード, ティー.
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(72)発明者 アシュクロフト, ジョン, ロバート
アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ
アイ 3 5

(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 7 5 1 5 4, レッド オーク, スイート シー, 2 0 2 エヌ

アイ 3 5

F ターム(参考) 5G066 AA06 AB03 HA15 HB09 JA03 JB03 KA12