

(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2018-527104

(P2018-527104A)

(43) 公表日 平成30年9月20日 (2018.9.20)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
A 6 1 N 1/372 (2006.01)	A 6 1 N 1/372	4 C 0 5 3
A 6 1 N 1/365 (2006.01)	A 6 1 N 1/365	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 69 頁)

(21) 出願番号	特願2018-513558 (P2018-513558)	(71) 出願人	518080156
(86) (22) 出願日	平成28年8月17日 (2016.8.17)		シーピージー テクノロジーズ、エル
(85) 翻訳文提出日	平成30年4月17日 (2018.4.17)		エルシー
(86) 国際出願番号	PCT/US2016/047375		CPG TECHNOLOGIES, L
(87) 国際公開番号	W02017/044269		LC
(87) 国際公開日	平成29年3月16日 (2017.3.16)		アメリカ合衆国 テキサス州 76651
(31) 優先権主張番号	62/215,868		, イタリア, デール エイカーズ ロ
(32) 優先日	平成27年9月9日 (2015.9.9)		ード 1130
(33) 優先権主張国	米国 (US)		1130 Dale Acres Roa
			d, Italy, Texas 766
			51, United States o
			f America
		(74) 代理人	100076428
			弁理士 大塚 康德

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導表面波を用いた電力体内医療デバイス

(57) 【要約】

移植可能な医療デバイス及び医療デバイスを使用する方法が開示される。医療デバイスは、誘導表面導波プローブによって伝送された誘導表面波を受信するように構成された誘導表面波受信構造を含むことができる。医療デバイス内の誘導表面波受信構造は、誘導表面波が受信されると交流信号を生成する。医療デバイスは、誘導表面波受信構造に結合された電源回路を含む。電源回路は、電力信号を貯蔵する電力貯蔵回路を含む。医療デバイスは、刺激回路、モニタ回路、及び潜在的に他の構成要素を含む医療回路を含む。刺激回路は、刺激を人体に供給する。モニタ回路は、人体の特性を測定する。

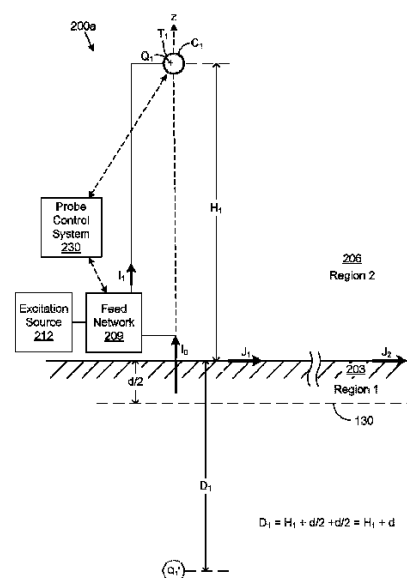


FIG. 3

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

誘導表面導波プローブによって生成された、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波を受信するように構成された、誘導表面波受信構造と、

前記誘導表面波受信構造によって生成された交流信号から電力信号を生成する、前記誘導表面波受信構造に電氣的に結合された電源回路と、

人体の特性を測定するように構成されたモニタ回路を含む、前記電源回路に電氣的に結合された医療回路と、

を備えることを特徴とする装置。

【請求項 2】

前記医療回路は、前記人体に刺激を供給するように構成された刺激回路を含むことを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

装置は、前記人体に移植されることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の装置。

【請求項 4】

前記電源回路は、前記電力信号を貯蔵するように構成された電力貯蔵回路を含むことを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 5】

前記モニタ回路は、脈拍、血圧、温度、呼吸数、電気信号、神経インパルス、筋収縮、抵抗値、タンパク質代謝回転レベル、又は酸素レベルのうちの少なくとも 1 つを測定するように構成されることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 6】

前記医療回路は、前記刺激回路及び前記モニタ回路に結合されたコンピューティングデバイスを更に含み、前記コンピューティングデバイスは、少なくとも、

前記モニタ回路から少なくとも 1 つの測定値を受信し、

前記刺激回路に前記刺激を前記人体に供給させる、

ように構成されることを特徴とする請求項 2 に記載の装置。

【請求項 7】

前記誘導表面波受信構造は、前記誘導表面波受信構造に戻る前記交流信号の反射を最小化するように構成されたインピーダンス整合ネットワークを介して前記電源回路に結合されることを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 8】

前記刺激は、腓骨神経への電氣的刺激、心室への電氣的刺激、胃の表面への電氣的刺激、聴神経への電氣的刺激、又はインスリンの分泌のうちの少なくとも 1 つを含むことを特徴とする請求項 2 又は 6 に記載の装置。

【請求項 9】

前記医療回路は、前記電源回路に接続されたコンピューティングデバイスを含み、前記コンピューティングデバイスは、感知デバイスから測定値を取得し、前記測定値に少なくとも一部基づいて、前記人体への前記刺激を開始するように構成されることを特徴とする請求項 2、6、又は 8 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 10】

少なくとも 1 つの誘導波受信構造を介して、少なくとも 1 つの誘導表面波から交流 (AC) 信号を生成することと、

電源回路を介して、前記 AC 信号に具現化して生成された電気エネルギーを、モニタ回路及び刺激回路を含む医療回路に供給することと、

前記モニタ回路を介して、人体からの少なくとも 1 つの測定値を判定することと、

前記刺激回路を介して刺激を前記人体に供給する前記刺激回路を供給することと、

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 11】

前記医療回路は、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを更に含み、前記方法

10

20

30

40

50

は、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記モニタ回路から前記少なくとも１つの測定値を受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記刺激回路に前記刺激を供給させることと、

を更に含むことを特徴とする請求項１０に記載の方法。

【請求項１２】

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも１つの予め設定されたインパルスを受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介して前記モニタ回路からの少なくとも１つの測定値を表現する情報を送信することと、

を更に含むことを特徴とする請求項１１に記載の方法。

【請求項１３】

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記刺激を供給するための少なくとも１つの閾値を変更する要求を受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも１つの変更された閾値を生成する前記要求に少なくとも一部基づいて、前記少なくとも１つの閾値を変更することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記少なくとも１つの変更された閾値に一部基づいて、前記刺激回路に前記刺激を供給させることと、

を更に含むことを特徴とする請求項１１又は１２に記載の方法。

【請求項１４】

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介して、ソフトウェアパッケージを受信することであって、前記ソフトウェアパッケージが前記ソフトウェアパッケージのハッシュを含む、受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記ハッシュに少なくとも一部基づいて前記ソフトウェアパッケージを検証することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記ソフトウェアパッケージを前記コンピューティングデバイスに関連付けられたメモリにプログラムする要求を受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記ソフトウェアパッケージを前記メモリに記憶することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記ソフトウェアパッケージが正常に記憶されたことを確認することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、前記ソフトウェアパッケージを実行することと、

を更に含むことを特徴とする請求項１１乃至１３のいずれか一項に記載の方法。

【請求項１５】

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介してサーバから要求を受信することと、

前記少なくとも１つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも１つのセキュリティ証明書に少なくとも一部基づいて前記要求を認証することと、

を更に含むことを特徴とする請求項１１乃至１４のいずれか一項に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

〔関連出願の相互参照〕

本出願は、２０１５年９月９日出願された米国特許出願第６２／２１５，８６８号の優先権及び利益を主張し、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日出願され出願番号第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非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願はまた、2013年3月7日出願され出願番号第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非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願は更に、2014年9月10日出願され出願番号第14/483,089号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願は更に、2015年6月2日出願され出願番号第14/728,507号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。本出願は更に、2015年6月2日出願され出願番号第14/728,492号が付与された「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属の米国特許非仮出願に関連し、その出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれる。

10

20

【背景技術】

【0003】

医療産業では、医療デバイスは、通常、高リスクの患者に対する継続的治療を提供するために患者に移植される。例えば、心臓不整脈を有する患者は、患者の心拍が除細動を必要とする場合に電気インパルスを心臓に供給するために、電子リードを心臓に接続してペースメーカーを胸腔内に移植されることがある。そのようなデバイスは、そのようなデバイス内の電池が放電してくる又は疲弊してくるという事実に起因して、数年ごとに交換する必要があることがある。そのような交換は、患者にリスクを与える手術を伴うことがある。

30

【発明の概要】

【0004】

一実施形態によれば、医療デバイスは、誘導表面導波プローブによって生成されたテレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波を受信するように構成された、誘導表面波受信構造を含む。電源回路は、誘導表面波受信構造に電氣的に結合される。電源回路は、誘導表面波受信構造によって生成された交流信号から電力信号を生成する。医療回路は、電源回路に電氣的に結合される。医療回路は、人体の特性を測定するように構成されたモニタ回路を含む。

【0005】

医療回路は、人体に刺激を供給するように構成された刺激回路を含む。医療回路は、人体内に移植される。電源回路は、電力信号を貯蔵するように構成された電力貯蔵回路を含む。モニタ回路は、脈拍、血圧、温度、呼吸数、電気信号、神経インパルス、筋収縮、抵抗値、タンパク質代謝回転レベル、酸素レベル、又は人体の別の特性を測定するように構成される。

40

【0006】

医療回路は、刺激回路及びモニタ回路に結合されたコンピューティングデバイスを含む。コンピューティングデバイスは、モニタ回路から測定値を受信して、刺激回路に刺激を人体に供給させるように構成される。誘導表面波受信構造は、インピーダンス整合ネットワークを介して電源回路に結合される。インピーダンス整合ネットワークは、誘導表面波受信構造に戻る交流信号の反射を最小化するように構成される。

50

【 0 0 0 7 】

刺激は、腓骨神経への電氣的刺激、心室への電氣的刺激、胃の表面への電氣的刺激、聴神経への電氣的刺激、インスリンの分泌、又は別の刺激のうちの1つ以上を含む。医療回路は、電源回路に接続されたコンピューティングデバイスを含み、コンピューティングデバイスは、感知デバイスから測定値を取得して、測定値に少なくとも一部基づいて、人体への刺激を開始するように構成される。

【 0 0 0 8 】

別の実施形態によれば、誘導波受信構造は、誘導表面波から交流 (alternating current) (AC) 信号を生成する。電源回路は、AC信号に具現化して生成された電気エネルギーを、モニタ回路及び刺激回路を含む医療回路に供給する。モニタ回路は、人体からの1つ以上の測定値を判定する。刺激回路は、刺激回路を介して、刺激を人体に与える刺激回路を提供する。

10

【 0 0 0 9 】

医療回路は、コンピューティングデバイスを含む。コンピューティングデバイスは、モニタ回路から測定値を受信する。コンピューティングデバイスは、刺激回路に刺激を供給させる。コンピューティングデバイスは、予め設定されたインパルスを受信して、モニタ回路からの測定値を表現する情報をネットワーク接続を介して送信する。

【 0 0 1 0 】

コンピューティングデバイスは、刺激を供給するための少なくとも1つの閾値を変更する要求を受信して、閾値を生成する要求に基づいて閾値を変更する。コンピューティングデバイスは、変更した閾値に基づいて、刺激回路に刺激を供給させる。コンピューティングデバイスは、ネットワーク接続を介してソフトウェアパッケージを受信する。ソフトウェアパッケージは、ソフトウェアパッケージのハッシュを含み、コンピューティングデバイスは、このハッシュに基づいてソフトウェアパッケージを検証する。コンピューティングデバイスは、ソフトウェアパッケージをコンピューティングデバイスに関連付けられたメモリにプログラムする要求を受信する。コンピューティングデバイスは、ソフトウェアパッケージをメモリに記憶する。コンピューティングデバイスは、ソフトウェアパッケージが正常に記憶されたことを確認して、ソフトウェアパッケージを実行する。コンピューティングデバイスは、ネットワーク接続を介してサーバから要求を受信する。コンピューティングデバイスは、セキュリティ証明書に基づいて要求を認証する。

20

30

【 0 0 1 1 】

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「発明を実施するための形態」を精査することにより、当業者に明らかである又は明らかになるであろう。すべてのそのような追加のシステム、方法、特徴、及び利点は、本明細書に含まれ、本開示の範囲内であり、添付の「特許請求の範囲」によって保護されることが意図されている。

【 0 0 1 2 】

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、本明細書で教示した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、並びに説明した実施形態のすべての任意選択のかつ好ましい特徴及び改良は、互いに組合せ可能かつ交換可能である。

40

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 3 】

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。

【 0 0 1 4 】

【 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。

【 0 0 1 5 】

50

【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。

【0016】

【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。

【0017】

【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。

【0018】

【図 5 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合成された電界の複素入射角を示す図である。

10

【図 5 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合成された電界の複素入射角を示す図である。

【0019】

【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。

【0020】

【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。

【0021】

【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。

20

【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。

【0022】

【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。

30

【0023】

【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。

【0024】

【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。

【0025】

【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。

【0026】

【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。

40

【0027】

【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。

【0028】

【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_U) の虚部及び実部の例のグラフを含む。

【0029】

【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。

50

【 0 0 3 0 】

【 図 1 6 】 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 3 1 】

【 図 1 7 】 本開示の各種実施形態に係る、図 1 6 の誘導表面導波プローブの例のグラフ表示である。

【 0 0 3 2 】

【 図 1 8 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 1 8 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

【 図 1 8 C 】 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。

【 0 0 3 3 】

【 図 1 8 D 】 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。

【 0 0 3 4 】

【 図 1 9 】 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。

20

【 0 0 3 5 】

【 図 2 0 A 】 本開示の各種実施形態に係る、様々な回路図記号の例を示す。

【 図 2 0 B 】 本開示の各種実施形態に係る、様々な回路図記号の例を示す。

【 図 2 0 C 】 本開示の各種実施形態に係る、様々な回路図記号の例を示す。

【 図 2 0 D 】 本開示の各種実施形態に係る、様々な回路図記号の例を示す。

【 図 2 0 E 】 本開示の各種実施形態に係る、様々な回路図記号の例を示す。

【 0 0 3 6 】

【 図 2 1 】 本開示の各種実施形態に係る、医療環境の図である。

【 0 0 3 7 】

30

【 図 2 2 】 本開示の各種実施形態に係る、医療デバイスを示す。

【 0 0 3 8 】

【 図 2 3 】 本開示の各種実施形態に係る、医療回路を示す。

【 0 0 3 9 】

【 図 2 4 】 本開示の各種実施形態に係る、電源回路を示す。

【 0 0 4 0 】

【 図 2 5 】 本開示の各種実施形態に係る、図 2 1 の医療デバイス内の論理回路の一部として実装された機能の一例を示す流れ図である。

【 0 0 4 1 】

【 図 2 6 】 本開示の各種実施形態に係る、図 2 1 の医療デバイス内の論理回路の一部として実装された機能の一例を示す流れ図である。

40

【 0 0 4 2 】

【 図 2 7 】 本開示の各種実施形態に係る、図 2 1 の医療環境に用いられるコンピューティング環境及び図 2 3 の医療回路に用いられるコンピューティングデバイスの 1 つの例示的な図を提供する概略ブロック図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 4 3 】

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。

50

【 0 0 4 4 】

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

10

【 0 0 4 5 】

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。

20

【 0 0 4 6 】

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。

30

【 0 0 4 7 】

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、

40

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

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

Antenna Design (McGraw-Hill, 1st Edition,

50

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。

【0048】

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。

【0049】

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

【0050】

「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 Labo

10

20

30

40

50

r a t o r i e s R e c o r d , V o l . 1 5 , J u n e 1 9 3 7 , 3 2 1 ~ 3 2 4
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。

【0051】

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 Tec
h n i q u e s o f A p p l i e d M a t h e m a t i c s」(Wiley, 19
5 6 , 2 1 4 , 2 8 3 ~ 2 8 6 , 2 9 0 , 2 9 8 ~ 3 0 0 ページ)を参照する。

10

【0052】

自由空間では、アンテナは、波動方程式の連続固有値を励起し、これは放射電磁界であ
り、 E_z 及び同相の H_ϕ を有する外向きに伝搬するRFエネルギーは、永久に失われる。一
方で、導波路プローブは、離散固有値を励起し、これは、結果として伝送線伝搬となる。
Collin, R. E.の「Field Theory of Guided Wave
s」(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出を実用的に実現する既知の構造
は存在していない。

20

【0053】

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、Zenne
c k 導波モードと呼ぶことができる。本明細書で説明する誘導表面導波プローブによっ
て励起された結果として生じる電界が、損失性導電媒体の表面上の誘導表面導波モードに
実質的にモード整合しているという事実によって、誘導表面波の形態での誘導電磁界が、
損失性導電媒体の表面に沿って送出される。一実施形態によれば、損失性導電媒体は、地
球などのテレストリアル媒体を含む。

30

【0054】

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
E l e c t r o m a g n e t i c W a v e s A l o n g a F l a t C o n d
u c t i n g S u r f a c e a n d t h e i r R e l a t i o n t o W i r
e l e s s T e l e g r a p h y」(Annalen der Physik, Ser
i a l 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 T
h e o r y」(McGraw-Hill, 1941, 516ページ)を参照されたい。

40

50

【 0 0 5 5 】

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。

【 0 0 5 6 】

更に説明するために、 $e^{j\omega t}$ の電界変化が仮定され、かつ $\rho \neq 0$ 及び $z = 0$ (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 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。

10

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

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

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

【 0 0 5 7 】

$e^{j\omega t}$ の電界変化が仮定され、かつ $\rho \neq 0$ 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。

20

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

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

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

【 0 0 5 8 】

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、

30

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

は、第 2 種及び n 次の複素指数関数であり、 u_1 は、領域 1 の正の垂直 (z) 方向の伝搬定数であり、 u_2 は、領域 2 の垂直 (z) 方向の伝搬定数であり、 σ_1 は、領域 1 の導電率であり、 ω は、 $2\pi f$ (式中、 f は励起の周波数である) に等しく、 ϵ_0 は、自由空間の誘電率であり、 ϵ_1 は、領域 1 の誘電率であり、 A は、発生源によって課される発生源定数であり、 γ は、表面波の放射伝搬定数である。

【 0 0 5 9 】

$\pm z$ 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、

40

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

領域 1 では、以下の式が得られる。

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

放射伝搬定数 γ は、以下の式により得られ、

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

50

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。

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

上記の式のすべてにおいて、

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

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

であり、式中、 ε_r は、領域1の比誘電率を含み、 σ_1 は、領域1の導電率であり、 ε_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。

【0060】

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。

【0061】

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。

【0062】

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。

【0063】

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。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 4 】

式 (1) ~ (6) の Z e n n e c k 閉形式の解を考慮することにより、領域 1 と領域 2 との間の 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。

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

式中、

$\hat{z}$

は、正の垂直 (+ z) 方向の単位法線であり、

$\vec{H}_2$

10

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。

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

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 ($\rho \rightarrow \lambda$ 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。

$$J_{close}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_\phi = -\frac{I_0}{2\pi\rho'} \quad (15)$$

20

負号は、電源電流 (I_0) が図 3 に示すように上向きに垂直に流れるときに、「近接 (c l o s e - i n)」グラウンド電流は径方向内向きに流れることを意味する。「近接」の H_ϕ に場を整合することにより、以下の式であることを決定することができる。

$$A = -\frac{I_0\gamma}{4} = -\frac{\omega q_1\gamma}{4} \quad (16)$$

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。

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

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。

30

【 0 0 6 5 】

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。

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

40

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

これらの関数は、それぞれ、径方向内向きに

($H_n^{(1)}$)

及び外向きに

($H_n^{(2)}$)

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

50

係に類似している。例えば、H a r r i n g t o n , R . F . の「T i m e - H a r m o n i c F i e l d s」(M c G r a w - H i l l , 1 9 6 1 , 4 6 0 ~ 4 6 3 ページ)を参照されたい。

【 0 0 6 6 】

その

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

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、

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

これは、 $e^{j\omega t}$ を乗じると、

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

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

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

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

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

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、

$$\sqrt{j}$$

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

【 0 0 6 7 】

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 $-jy\rho$ に対して等しくして、 R_x について解くことにより見出すことができる。 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ で、遠方及び近接のハンケル関数漸近線は、周波数が低下するとハンケル交差点が外側に移動して、周波数依存であることを理解することができる。損失性導電媒体の導電率 (σ) が変化すると、ハンケル関数漸近線もまた変化し得ることも留意されたい。例えば、土の導電率は、気象条件の変化と共に変化し得る。

【 0 0 6 8 】

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

【 0 0 6 9 】

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

10

20

30

40

50

して、 E_z と E_ρ の比は、漸近的に以下の式になる。

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

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。

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

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。

【0070】

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。

【0071】

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。

【0072】

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。

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

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

【0073】

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

【0074】

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。

【0075】

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

10

20

30

40

50

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。

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

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。

【0076】

図5Aの例では、光線光学の解釈は、面法線

($\hat{z}$)

10

に対して測定した θ_i の入射角を有する入射面に平行に偏波された入射電界を示す。 $\Gamma(\theta_i) = 0$ 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。

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

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

20

【0077】

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。

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

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。

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

30

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

場の比は以下の式であることを意味する。

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

【0078】

「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。

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

40

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

これは、複素数であり、大きさ及び位相の両方を有する。領域2内の電磁波に対して、ウェーブチルト角(Ψ)は、領域1との境界界面での波面の法線と境界界面の接線との間の角度に等しい。これは、放射状の円筒状の誘導表面波に関する電磁波の等位相面及びそれらの法線を示す、図5B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

50

ため、ウェーブチルトWは存在する。

【 0 0 7 9 】

式 (3 0 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。

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

複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$) に等しい入射角で、式 (2 5) 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。

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

10

式 (2 2) 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

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

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

【 0 0 8 0 】

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 2 0 0 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。

20

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

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

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

30

式中、 β_0 は、構造上を伝搬する電流に対する伝搬係数である。図 3 の例では、 I_C は、誘導表面導波プロープ 2 0 0 a の垂直構造に沿って分配される電流である。

【 0 0 8 1 】

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 2 0 9 を考えてみる。コイル (又はヘリカル遅延線) に起因する位相遅延は、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、式中、 l_c は、物理的長さであり、以下の式は、伝搬係数である。

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

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。

40

【 0 0 8 2 】

加えて、垂直給電線導体の長さ l_w に沿った空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w l_w$ により得ることができ、式中、 β_w は、垂直給電線導体に対する伝搬位相定数である。いくつかの実装形態では、誘導表面導波プロープ 2 0 0 a の物理的高さ h_p と垂直給電線導体の長さ l_w との間の差は、供給周波数での波長 (λ_0) より相当小さいため、空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w h_p$ により近似することができる。結果として、コイル及び垂直給電線導体を介した全位相遅延は、 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ であり、物理的構造の底部からコイルの上部に供給される電流は、以下の式である。

50

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

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プ 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。

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

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。 Φ の角度（又は位相シフト）でのモノポールの複素実効高 $h_{eff} = h_p$ は、ソース電界を誘導表面導波モードに整合させ、誘導表面波を損失性導電媒体 203 上に送出させるように、調整することができる。

【0083】

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

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

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

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

式中、 $\Psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ は、損失性導電媒体の表面から測定されたブルースター角である。誘導表面導波モードに結合するために、ハンケル交差距離での電界のウェーブチルトは、電気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。

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

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

【0084】

図5A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。

【0085】

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

10

20

30

40

50

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5Aに示すように、ハンケル交差距離(R_x)121以上でブルースター入射角($\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$)で照射することができる。帯電端子 T_1 上の拘束電荷を低減又は最小化するために、上述したように、高さは、少なくとも帯電端子 T_1 の球直径(又は等価な球体直径)の4倍でなければならない。

【0086】

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

【0087】

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

【0088】

図7に示すように、誘導表面導波プローブ200bは、損失性導電媒体203によって提示された平面に実質的に垂直な垂直軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 (例えば、高さ h_p にある球)を含むことができる。第2の媒体206は、損失性導電媒体203の上に配置されている。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_T を有する。動作中、任意の所与の時点での端子 T_1 に印加される電圧に依存して、電荷 Q_1 が端子 T_1 に課される。

【0089】

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

【0090】

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

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

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

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

又は、以下の式のように図5Aに示すように表面から測定される。

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

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

【0091】

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

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

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

【0092】

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

【0093】

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

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

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。

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

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。

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

【0094】

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。

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

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（m k s 単位での）。ヘリカルコイルと同様に、垂直給電線導体の進行波の位相遅延は、以下の式により得ることができる。

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

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 ~ 約 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。

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

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。

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

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

【0095】

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

【0096】

損失性導電媒体203の表面上の誘導表面導波モードへの結合は、帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 に関連付けられた複素影像平面に関する定在波の共振のために誘導表面導波プロープ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、影像法の分析を使用して確認することができる。

【0097】

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

10

20

30

40

50

加えた重ね合わせは、完全導体平面に対するゼロ等電位面を強制する。完全導体平面の上の領域内の電界を説明する境界値問題の解は、持ち上げられた電荷からの電界が完全導体平面の下に対応する「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。

【0098】

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

【0099】

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

20

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

であり、式中、

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

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

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。

【0100】

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

【0101】

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。

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

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

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

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

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

法線入射に対して、図 8 B の等価表現は、特性インピーダンスが空気のもので (Z_o)、 γ_o の伝搬定数を有し、長さが z_1 である TEM 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。

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

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 139) までの距離が、以下の式のように得られる。

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

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 142 内では、伝搬定数は、 $\gamma_o = j\beta_o$ であるので、 $Z_{in} = jZ_o \tanh \beta_o z_1$ (これは実数 z_1 に対する単なる虚数である) であるが、 z_e は、 $\sigma \neq 0$ である場合に複素数値である。したがって、 z_1 が複素距離である場合のみ、 $Z_{in} = Z_e$ である。

【0102】

図 8 B の等価表現が完全導電性影像グラウンド平面 139 を含むため、地球の表面 (物理的境界 136) 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 139 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 139 までの距離は、以下の式により近似することができる。

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

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 139 の電位は、ゼロであることになる。

【0103】

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 130 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 200b は、図 8 B の完全導電性影像グラウンド平面 139 に基づくことができる等価単線伝送線路の影像平面モデルとしてモデル化することができる。図 9 A は、等価単線伝送線路の影像平面モデルの例を示し、図 9 B は、図 8 C の短絡した伝送線を含む古典的等価伝送線路モデルの例を示す。

【0104】

図 9 A 及び 9 B の等価影像平面モデルでは、 $\Phi = \theta_y + \theta_c$ は、地球 133 (又は損失性導電媒体 203) を基準にした誘導表面導波プローブ 200 の進行波の位相遅延であり

10

20

30

40

50

、 $\theta_c = \beta_p H$ は、度で表現した物理的長さ H のコイル 2 1 5 (図 7) の電気長であり、 $\theta_y = \beta_w h_w$ は、度で表現した物理的長さ h_w の垂直給電線導体 2 2 1 (図 7) の電気長であり、 $\theta_d = \beta_o d / 2$ は、影像グラウンド平面 1 3 9 と地球 1 3 3 (又は損失性導電媒体 2 0 3) の物理的境界 1 3 6 との間の位相シフトである。図 9 A 及び 9 B の例では、 Z_w は、オームでの持ち上げられた垂直給電線導体 2 2 1 の特性インピーダンスであり、 Z_c は、オームでのコイル 2 1 5 の特性インピーダンスであり、 Z_o は、自由空間の特性インピーダンスである。

【 0 1 0 5 】

誘導表面導波プローブ 2 0 0 の底部で、構造を「見上げて」見たインピーダンスは、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。以下の式の負荷インピーダンスで、

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} \quad (6 2)$$

(式中、 C_T は、帯電端子 T_1 の自己容量である)、垂直給電線導体 2 2 1 (図 7) を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_W + Z_L \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_L \tanh(j\theta_y)} \quad (6 3)$$

コイル 2 1 5 (図 7) を「見上げて」見たインピーダンスは、以下の式により得られる。

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\beta_p H)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} \quad (6 4)$$

誘導表面導波プローブ 2 0 0 の底部で、損失性導電媒体 2 0 3 を「見下して」見たインピーダンスは、 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ であり、これは以下の式により得られる。

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_s + Z_o \tanh[j\beta_o(d/2)]}{Z_o + Z_s \tanh[j\beta_o(d/2)]} = Z_o \tanh(j\theta_d) \quad (6 5)$$

式中、 $Z_s = 0$ である。

【 0 1 0 6 】

損失を無視して、等価影像平面モデルは、物理的境界 1 3 6 で $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ である場合、共振に同調することができる。又は、低損失の場合では、物理的境界 1 3 6 で $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ であり、式中、 X は、対応するリアクタンス成分である。したがって、誘導表面導波プローブ 2 0 0 を「見上げた」物理的境界 1 3 6 でのインピーダンスは、損失性導電媒体 2 0 3 を「見下ろした」物理的境界 1 3 6 でのインピーダンスの共役である。プローブの電界の損失性導電媒体 2 0 3 (例えば、地球) の表面に沿った誘導表面導波モードへの結合を向上及び / 又は最大化する $\phi = \psi$ であるように、媒体のウェーブチルト ψ の角度に等しい進行波の位相遅延 ϕ を維持しながら、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、図 9 A 及び 9 B の等価影像平面モデルを、影像グラウンド平面 1 3 9 に対する共振に調整することができる。この方法で、等価複素影像平面モデルのインピーダンスは、単に抵抗性であり、これは、電圧及び端子 T_1 上の持ち上げられた電荷を最大化するプローブ構造上の重ね合わせた定在波を維持し、式 (1) ~ (3) 及び (1 6) により、伝搬する表面波を最大化する。

【 0 1 0 7 】

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

10

20

30

40

50

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

【0108】

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

【0109】

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

【0110】

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

【0111】

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

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

次に、電氣的位相 ϕ は、ウェーブチルト角に整合することができる。この角度（又は位相）の関係は、表面波を送出するときに次に考慮される。例えば、電氣的位相遅延 $\phi = \theta$

$\theta_c + \theta_y$ は、コイル 2 1 5 (図 7) の幾何学的パラメータ及び / 又は垂直給電線導体 2 2 1 (図 7) の長さ (又は高さ) を変更することにより調整することができる。 $\Phi = \Psi$ に整合することにより、境界界面で複素ブルースター角を有するハンケル交差距離 (R_x) 以上で電界を確立して、表面導波モードを励起して損失性導電媒体 2 0 3 に沿って進行波を送出することができる。

【 0 1 1 2 】

次に 1 5 9 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 2 0 0 の等価映像平面モデルを共振させるように調整される。図 9 A 及び 9 B の導電性映像グラウンド平面 1 3 9 (又は図 3 の 1 3 0) の深さ ($d / 2$) は、式 (5 2)、(5 3) 及び (5 4)、並びに測定することができる損失性導電媒体 2 0 3 (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 1 3 9 と損失性導電媒体 2 0 3 の物理的境界 1 3 6 との間の位相シフト (θ_d) は、 $\theta_d = \beta \cdot d / 2$ を使用して決定することができる。次に、損失性導電媒体 2 0 3 を「見下ろして」見たようなインピーダンス (Z_{in}) は、式 (6 5) 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。

10

【 0 1 1 3 】

コイル 2 1 5 の調整されたパラメータ及び垂直給電線導体 2 2 1 の長さに基づいて、速度係数、位相遅延、並びにコイル 2 1 5 及び垂直給電線導体 2 2 1 のインピーダンスは、式 (4 5) ~ (5 1) 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 (2 4) を使用して決定することができる。コイル 2 1 5 の伝搬係数 (β_p) は、式 (3 5) を使用して決定することができ、垂直給電線導体 2 2 1 に対する伝搬位相定数 (β_w) は、式 (4 9) 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 2 1 5 及び垂直給電線導体 2 2 1 の決定された値を使用して、コイル 2 1 5 を「見上げて」見たような誘導表面導波プローブ 2 0 0 のインピーダンス (Z_{base}) は、式 (6 2)、(6 3) 及び (6 4) を使用して決定することができる。

20

【 0 1 1 4 】

誘導表面導波プローブ 2 0 0 の等価映像平面モデルは、 Z_{base} のリアクタンス成分 X_{base} が Z_{in} のリアクタンス成分 X_{in} を相殺するように、又は $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、共振するよう整調することができる。したがって、誘導表面導波プローブ 2 0 0 を「見上げた」物理的境界 1 3 6 でのインピーダンスは、損失性導電媒体 2 0 3 を「見下ろした」物理的境界 1 3 6 でのインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の電氣的位相遅延 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変更することなく帯電端子 T_1 の静電容量 (C_T) を変更することにより、調整することができる。反復的手法を採用して、導電性映像グラウンド平面 1 3 9 (又は 1 3 0) に対する等価映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 2 0 3 (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。

30

【 0 1 1 5 】

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 . 8 5 M H z の動作周波数 (f_o) でヘリカルコイル及び垂直給電線導体を介して励起される帯電端子 T_1 を上部に有する、物理的高さ h_p の上部装荷垂直スタブを含む誘導表面導波プローブ 2 0 0 を考えてみる。1 6 フィートの高さ (H_1)、並びに $\epsilon_r = 1.5$ の比誘電率及び $\sigma_1 = 0.010 \text{ mhos/m}$ の導電率を有する損失性導電媒体 2 0 3 (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、 $f_o = 1.850 \text{ M H z}$ 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。

40

50

【 0 1 1 6 】

波長は、以下の式のように決定することができる。

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

式中、 c は光速である。複素屈折率は、以下の式である。

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

これは式 (4 1) から得られ、式中、 $x = \sigma_1 / \omega \varepsilon_o$ 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。

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

10

これは式 (4 2) から得られる。式 (6 6) 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。

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

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

【 0 1 1 7 】

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。 $h_p = \lambda_o$ であるため、垂直給電線導体に対する伝搬位相定数は、以下の式のように近似することができる。

20

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

式 (4 9) から、垂直給電線導体の位相遅延は、以下の式である。

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

$\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ であるようにヘリカルコイルの位相遅延を調整することにより、 Φ は、 Ψ に等しいことになり、誘導表面導波モードに整合する。 Φ と Ψ との関係を示すために、図 11 は、周波数の範囲にわたる両方のグラフを示す。 Φ 及び Ψ の両方が周波数依存であるため、それらの対応する曲線が約 1.8 5 MHz で互いに交差することがわかる。

30

【 0 1 1 8 】

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 5) を使用して、以下の式のように決定することができる。

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

式 (3 5) からの伝搬係数は、以下の式である。

40

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

$\theta_c = 28.974^\circ$ で、ソレノイドコイルの軸方向長さ (H) は、式 (4 6) を使用して、以下の式のように決定することができる。

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

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 9 】

ウェーブチルト角 ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$) に整合するように調整されたコイル及び垂直

50

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、誘導表面波プロープ 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。

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

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。

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

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。

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

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。

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

【0120】

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プ 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。

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

そして境界でのリアクタンス成分は整合される。

【0121】

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。

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

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

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

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。

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

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

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

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、完全導電性映像グラウンド平面から図 9A 及び 9B の等価映像平面モデルを「見上げて」見たインピーダンス (

10

20

30

40

50

Z_{ip}) は、抵抗のみ、又は $Z_{ip} = R + j0$ である。

【0122】

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

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

10

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。

【0123】

要約すれば、解析的に及び実験的にの両方で、誘導表面導波プローブ200の構造上の進行波成分は、表面進行波のウェーブチルト角(Ψ)に整合する($\Phi = \Psi$)、その上部端子での位相遅延(Φ)を有する。この条件下で、表面導波路は、「モード整合」していると考えることができる。更に、誘導表面導波プローブ200の構造上の共振定在波成分は、帯電端子 T_1 で V_{MAX} を有し、損失性導電媒体203の物理的境界136(図8B)での接続部ではなく、 $z = -d/2$ の複素深さで $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ である下の影像平面139(図8B)で V_{MIN} を有する。最後に、帯電端子 T_1 は、複素ブルースター角で損失性導電媒体203に入射する電磁波が

20

$$1/\sqrt{r}$$

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 ($h - R_x \tan \Psi_{i,B}$)である。無線伝送及び/又は電力供給系に役立つように、1つ以上の誘導表面導波プローブと共に、受信回路を用いることができる。

【0124】

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

30

【0125】

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。

40

【0126】

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

50

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

10

20

30

40

50

【0127】

電界計又は電界強度(field strength)(FS)計もまた、誘導表面導波路プローブ200回りに分布させて、誘導表面波に関連付けられた電界の電界強度を測定することができる。電界計又はFS計は、電界強度及び/又は電界強度(例えば、電界の強度)の変化を検出して、その情報をプローブ制御システム230に通信するように構成することができる。この情報は、LAN、WLAN、セルラーネットワーク、又は他の適切な通信ネットワークなどだがこれらに限定されない、ネットワークを介してプローブ制御システム230に通信することができる。動作中に負荷及び/又は環境条件が変化する又は異なると、誘導表面導波路プローブ200を調整して、FS計の位置での指定された電界強度(単数又は複数)を維持し、供給している受信器及び負荷への適切な送電を確実にすることができる。

【0128】

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

【0129】

プローブ制御システム230は、ハードウェア、ファームウェア、ハードウェアによって実行されるソフトウェア、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230は、当業者によって理解され得るように、共に例えば付随する制御/アドレスバスを有するデータバスなどのローカルインターフェースに結合することができるプロセッサ及びメモリを含む、処理回路を含むことができる。プローブ制御のアプリ

リケーションは、モニタされた条件に基づいて誘導表面導波プロープ200の動作を調整するように、プロセッサによって実行することができる。プロープ制御システム230はまた、様々なモニタ装置と通信するための1つ以上のネットワークインターフェースを含むことができる。通信は、LAN、WLAN、セルラーネットワーク、又は他の適切な通信ネットワークなどだがこれらに限定されない、ネットワークを介することができる。プロープ制御システム230は、例えば、サーバ、デスクトップコンピュータ、ラップトップ、又は同様な能力を有する他のシステムなどのコンピュータシステムを備えることができる。

【0130】

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

10

20

【0131】

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 を上げることの効果を示す。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。

30

40

【0132】

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。

【0133】

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。

【0134】

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

50

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。

【 0 1 3 5 】

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

【 0 1 3 6 】

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。

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

式中、 Φ_U は、上側帯電端子 T_1 に適用される位相遅延であり、 Φ_L は、下側補償端子 T_2 に適用される位相遅延であり、 $\beta = 2\pi / \lambda_p$ は、式（35）からの伝搬係数であり、 h_p は、帯電端子 T_1 の物理的高さであり、 h_d は、補償端子 T_2 の物理的高さである。追加のリード長さを考慮する場合、それらは、帯電端子リード長さ z を帯電端子 T_1 の物理的高さ h_p に、及び補償端子リード長さ y を補償端子 T_2 の物理的高さ h_d に加えることにより、以下の式に示すように考慮することができる。

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

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。

【 0 1 3 7 】

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。

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

【 0 1 3 8 】

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。

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

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 1 2 1 で複素ブルースター角に整合させることができる。これは、 h_p 、 Φ_U 、及び h_d を調整

10

20

30

40

50

することにより、実現することができる。

【 0 1 3 9 】

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 1 4 を参照して、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 2 0 0 d 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。

【 0 1 4 0 】

AC 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 を介して誘導表面導波プローブ 2 0 0 d 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 2 1 2 は、図 1 4 に示すようにタップ 2 2 7 を介してコイル 2 1 5 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 2 1 5 に誘導結合することができる。コイル 2 1 5 は、第 1 の端部で接地杭 2 1 8 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 2 1 5 の第 2 の端部でタップ 2 2 4 を使用して調整することができる。補償端子 T_2 は、損失性導電媒体 2 0 3 (例えば、グラウンド又は地球) の上に、かつそれに実質的に平行に配置され、コイル 2 1 5 に結合されたタップ 2 3 3 を介して励振される。コイル 2 1 5 と接地杭 2 1 8 との間に配置された電流計 2 3 6 を使用して、誘導表面導波プローブ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 2 1 8 に結合された導体の周囲に使用して、電流フローの大きさ (I_0) の表示を得ることができる。

【 0 1 4 1 】

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

【 0 1 4 2 】

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

【 0 1 4 3 】

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

10

20

30

40

50

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プ 200 d の全実効高（ h_{TE} ）を調整し、 R_x で誘導表面ウェーブチルトを有する電界を励起することができる。補償端子 T_2 は、 $h_d = h_T - h_p$ で帯電端子 T_1 の下に配置することができ、式中、 h_T は、帯電端子 T_1 の全物理的高さである。補償端子 T_2 の位置を固定し、かつ位相遅延 ϕ_U を上側帯電端子 T_1 に適用して、下側補償端子 T_2 に適用される位相遅延 ϕ_L は、式（86）の関係を使用して、以下の式のように決定することができる。

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

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

【0144】

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

【0145】

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 Ω の点に調整することができる。

【0146】

コイル 215 からの電圧 V_2 は、帯電端子 T_1 に印加することができ、タップ 224 の

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

【0147】

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

【0148】

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 (ϕ) が R_x での誘導表面ウェーブチルト角 (ψ) とほぼ等しいように、調整することができる。コイルのタップ 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 50Ω の点になるように繰り返して調整し、電流計 236 を通るグラウンド電流を最大化するようにタップ 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。

【0149】

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、屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ 及び $\psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\psi}$)、及び複素実効高 ($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$) は、例えば、気象条件から結果として生じる土の導電率及び誘電率の変化により影響を受けることがある。

【0150】

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。

【0151】

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200eの例を示す。誘導表面導波プローブ200e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ブ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ブ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。

【0152】

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ブ200eによって送出される誘導表面波の電界強度は、端子 T_1 上の電荷の量に正比例する。次に、電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V$ であるため、帯電端子 T_1 に関連付けられた自己容量 C_1 に比例し、式中、 V は、帯電端子 T_1 に課される電圧である。

【0153】

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

【0154】

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

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

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

式中、 I_1 は、第1の帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 を供給する誘導電流であり、 I_2 は、第2の帯電端子 T_2 上の電荷 Q_2 を供給する誘導電流である。上側帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ により決定され、式中、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量で

ある。Leontovich境界条件に従い、第1の帯電端子上の持ち上げられた振動する電荷 Q_1 の準静的電界により注入された損失性導電媒体203内の放射電流寄与である、

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

により得られる上述した J_1 に対する第3の成分が存在することに留意されたい。量 $Z_{\rho} = j\omega\mu_0/\gamma_e$ は、損失性導電媒体の放射インピーダンスであり、式中、 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1)^{1/2}$ である。

【0155】

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

【0156】

誘導表面波を送出するように伝送の場所で誘導表面波モードに整合するために、遠方の表面電流 $|J_2|$ の位相は、 $e^{-j\beta(\rho_2 - \rho_1)}$ に対応する伝搬位相に約45度又は225度の定数を加えただけ、近接の表面電流 $|J_1|$ の位相とは異ならなければならない。これは、

$$\sqrt{\gamma}$$

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

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

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

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

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

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

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。

【0157】

所与の位置での誘導表面導波プロープ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プ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プ200eの最適な構成及び励起が決定されるまで、繰り返して実行することができる。所与の誘導表面導波プロープ200eが最適なレベルで動作しているか否かを判定するのに助成するために、誘導表面導

10

20

30

40

50

波プローブ 200e の位置での領域 1 の導電率 (σ_1) 及び領域 1 の誘電率 (ε_1) に対する値に基づいて式 (1) ~ (12) を使用して、誘導電界強度曲線 103 (図 1) を生成することができる。そのような誘導電界強度曲線 103 は、測定された電界強度を誘導電界強度曲線 103 により示される大きさと比較して、最適な伝送が実現されているか否かを判定することができるように、動作に対する基準を提供することができる。

【0158】

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

10

【0159】

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うと、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。

20

【0160】

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

30

【0161】

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 200e 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 σ 及び比誘電率 ε_r) の変化、電界強度の変化、及び / 又は誘導表面導波プローブ 200e の負荷の変化を挙げることができるが、これらに限定されない。

40

【0162】

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

50

、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。

【0163】

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 の動作周波数での波長の半分 ($1/2$) の電気的長さを有するように規定される。

【0164】

コイル L_{1a} の電気的長さは、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、他の値での電気長で規定することができることが理解される。一実施形態によれば、コイル L_{1a} が動作周波数での波長の約半分の電気長を有するという事実は、帯電端子 T_1 及び T_2 上に最大電圧差が生成されるという利点を提供する。それにもかかわらず、誘導表面導波プローブ 200f を調整して誘導表面波モードの最適な励起を得るときに、コイル L_{1a} の長さ又は直径は、増大又は減少させることができる。コイル長の調整は、コイルの 1 つ又は両方の端部に配置されたタップにより提供することができる。一実施形態では、誘導インピーダンスは、誘導表面導波プローブ 200f の動作周波数での波長の $1/2$ より著しく短い又は長い電気長を有するように規定される場合とすることができる。

【0165】

励起源 212 は、磁気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。

【0166】

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

【0167】

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

【0168】

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

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

10

20

30

40

50

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。電気的負荷315は、インピーダンス整合ネットワーク318を介して出力端子312に結合される。

【0169】

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

10

【0170】

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。

【0171】

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

20

【0172】

例えば、自己容量 C_R により提示されるリアクタンスは、 $1/j\omega C_R$ として計算される。理解できるように、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

【0173】

別個の要素のコイル L_R により提示される誘導リアクタンスは、 $j\omega L$ として計算することができる。式中、 L は、コイル L_R の集中素子インダクタンスである。コイル L_R が分布素子である場合、その等価な端子点の誘導リアクタンスは、従来の手法によって決定することができる。構造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、プローブと電気的負荷327との間に、構造周囲の変圧器リンク及び／又はインピーダンス整合ネットワーク324を挿入することができる。プローブ端子321と電気的負荷327との間にインピーダンス整合ネットワーク324を挿入することにより、電気的負荷327への最大電力伝送のための共役整合条件に影響を及ぼすことができる。

40

50

【 0 1 7 4 】

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 3 2 7 に送出されることになる。このために、電氣的負荷 3 2 7 は、磁氣結合、容量結合、又は導電（直接タップ）結合によって、構造 3 0 6 a に結合することができる。結合ネットワークの素子は、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。

【 0 1 7 5 】

図 1 8 B に示す実施形態では、磁氣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。

10

【 0 1 7 6 】

電磁界に浸漬された受信構造は、電界からのエネルギーを結合することができるが、偏波整合した構造は、結合を最大化することにより、最も良好に機能し、導波モードへのプロープ結合に関する従来の規則を遵守しなければならないことを理解することができる。例えば、 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。

20

【 0 1 7 7 】

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

30

【 0 1 7 8 】

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相シフト Φ 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（ Ψ ）に整合することができる。式（22）から、ウェーブチルトは、漸近的に以下の式になることを理解することができる。

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

40

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（ Ψ ）は、式（97）から決定することができる。

【 0 1 7 9 】

同調共振器 3 0 6 a の全位相遅延（ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ ）は、コイル L_R による位相遅延（ θ_c ）及び垂直供給線の位相遅延（ θ_y ）の両方を含む。垂直供給線の長さ l_w に沿った空間位相遅延は、 $\theta_y = \beta_w l_w$ により得ることができ、式中、 β_w は、垂直供給線導体に対する伝搬位相定数である。コイル（又はヘリカル遅延線）に起因する位相遅延は、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、式中、 l_c は、物理的長さであり、以下の式は、伝搬係数である。

50

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

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 ($\theta_c + \theta_y$) のうちの1つ又は両方を調整して、位相シフト ϕ をウェーブチルト角 (ψ) に整合することができる。例えば、図18Bのコイル L_R 上のタップ位置を調整して、コイルの位相遅延 (θ_c) を調整し、全位相シフトをウェーブチルト角に整合する ($\phi = \psi$) ことができる。例えば、コイルの一部を、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。

10

【0180】

同調した共振器306aの位相遅延 (ϕ) が調整されたら、次に、帯電端子 T_R のインピーダンスを調整して、複素深さ $z = -d/2$ での完全導電性影像グラウンド平面に対して共振するよう同調することができる。これは、コイル L_R 及び垂直供給線の進行波の位相遅延を変更することなく帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、実現することができる。この調整は、図9A及び9Bに関して説明したものと同様である。

【0181】

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。

20

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

式中、

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

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。

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

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

30

【0182】

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 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。以下の式の端子インピーダンスで、

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

(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。

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

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。

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

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。

【0183】

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306

50

b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(Φ)は、コイル L_R による位相遅延(θ_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 θ_c を調整して、式(97)から決定されたウェーブチルト角(Ψ)を整合することができ、これにより、結果として $\Phi = \Psi$ となる。表面導波モードに結合された受信構造を用いて電力抽出が可能であるが、受信構造を調整して、帯電端子 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。

【0184】

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

【0185】

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

【0186】

次に190で、帯電端子 T_R の負荷インピーダンスは、同調共振器306aの等価影像平面モデルを共振させるように整調させることができる。受信構造の下の導電性影像グラウンド平面139(図9A)の深さ($d/2$)は、式(100)、及び局所的に測定することができる受信構造での損失性導電媒体203(例えば、地球)の値を使用して決定することができる。その複素深さを使用して、影像グラウンド平面139と損失性導電媒体203の物理的境界136(図9A)との間の位相シフト(θ_d)は、 $\theta_d = \beta$ 。 $d/2$ 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。

【0187】

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

【0188】

図9Aの等価影像平面モデルはまた、図18Bの同調共振器306aにも適用される。同調共振器306aを同調して、 Z_{base} のリアクタンス成分 X_{base} が Z_{in} の X_{in} のリアクタンス成分を相殺する、又は $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、帯電端子 T_R の負荷インピーダンス Z_R を調整することにより、複素影像平面に対して共振させ

10

20

30

40

50

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 $\phi = \theta_c + \theta_y$ を変更することなく帯電端子 T_R の静電容量 (C_R) を変更することにより、調整することができる。反復的手法を採用して、導電性影像グラウンド平面 139 に対する等価影像平面モデルの共振のために負荷インピーダンス Z_R 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。

【0189】

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

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

式中、 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、

$\vec{H}$

は、入射磁界強度ベクトルであり、

$\hat{n}$

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。

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

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。

【0190】

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。

【0191】

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

【0192】

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

10

20

30

40

50

気コイル 309 は、誘導表面導波プローブ 200 に適用され、それによって、そのような受信回路が受ける誘導表面波を生成する励起源 212（例えば、図 3、図 12、及び図 16）に負荷を加えることになることもまた、上述した誘導表面導波プローブ 200 を使用して生成される本誘導表面波の特性である。これは、上述した所与の誘導表面導波プローブ 200 によって生成される誘導表面波が伝送線モードを含むという事実を反映している。対照として、放射電磁波を生成する放射アンテナを駆動する電源は、用いられる受信器の数に関わらず、受信器によって負荷を加えられない。

【0193】

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

【0194】

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。

【0195】

次に、図 20A ~ E を参照して、以下の説明に関連して使用される様々な回路図記号の例を示す。図 20A を具体的に参照して、誘導表面導波プローブ 200a、200b、200c、200e、200d、若しくは 200f、又はそれらの任意の変形のいずれか 1 つを表す記号を示す。以下の図面及び説明において、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 200a、200b、200c、200e、200d、若しくは 200f、又はそれらの変形のいずれか 1 つの参照である。

【0196】

同様に、図 20B を参照して、線状プローブ 303（図 18A）、同調した共振器 306（図 18B ~ 18C）、又は磁気コイル 309（図 19）のいずれか 1 つを含むことができる、誘導表面波受信構造を表す記号を示す。以下の図面及び説明において、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、線状プローブ 303、同調した共振器 306、磁気コイル 309、又はそれらの変形のいずれか 1 つの参照である。

【0197】

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

【0198】

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 3 0 6 又はその変形の参照である。

【 0 1 9 9 】

更に、図 2 0 E を参照して、磁気コイル 3 0 9 (図 1 9) 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 3 0 9 又はその変形の参照である。

【 0 2 0 0 】

図 2 1 に移って、一実施形態に係る、人体に移植された医療デバイスの例を示す。医療環境 4 0 0 は、コンピューティング環境 4 0 3 と、ネットワーク 4 0 6 と、誘導表面導波プローブ P と、1 つ以上の誘導表面波 4 0 9 と、人体 4 1 2 と、医療デバイス 4 1 5 とを含むことができる。コンピューティング環境は、データストア 4 1 8 及び医療アプリケーション 4 2 1 を含むことができる。データストアは、履歴データ 4 2 7 を有する患者データ 4 2 4 を含むことができる。患者データ 4 2 4 は、1 人以上の患者に関する 1 つ以上の患者記録を含むことができる。それぞれの患者に関する履歴データ 4 2 7 は、医療デバイス 4 1 5 から受信した 1 つ以上の測定値を含むことができる。1 つ以上の測定値は、患者に関する人体 4 1 2 の 1 つ以上の特性のものとして行うことができる。1 つ以上の測定値は、経時的に繰り返された単一の特性の測定値、及び / 又は経時的に繰り返された複数の特性の測定値を含むことができる。コンピューティング環境 4 0 3 は、ネットワーク 4 0 6 に接続することができる。医療デバイス 4 1 5 は、無線接続を介してネットワーク 4 0 6 に通信することができる。医療アプリケーション 4 2 1 は、ネットワーク 4 0 6 を介して 1

10

20

【 0 2 0 1 】

一実施形態によれば、医療デバイス 4 1 5 は、誘導表面波受信構造 R と、インピーダンス整合ネットワーク 4 3 1 と、電源回路 4 3 3 と、医療回路 4 3 6 とを含むことができる。誘導表面波受信構造 R は、誘導表面導波プローブ P によって伝送された誘導表面波 4 0 9 を受信するように構成され、AC 電力信号を生成する。一実施形態によれば、誘導表面波受信構造 R は、上述したように誘導表面波に具現化された磁界からエネルギーを取得するコイルを含む、誘導表面波受信構造 R_M を含むことができる。そのような場合では、コイルは、より大きな量の磁束がそのようなコイルを通して、誘導表面波受信構造 R_M の出力でより大きな量のエネルギーを提供することができるように、高ミューを有する様々なコア材料の周囲に巻き付けることができる。そのような高ミュー材料は、8 0 0 0 0 ~ 1 0 0 0 0 0 の比透磁率値を有するニッケル - 鉄軟磁性合金などのミュー金属、又は他の適切な金属を含むことができる。あるいは、他の誘導表面波受信構造 R を使用することができる。例えば、医療デバイス 4 1 5 が人体の外部に存在する、又は人体の内部に移植された医療デバイス 4 1 5 に結合された電気リードが人体の外部に露出される状況では、誘導表面波受信構造 R_P 及び R_R を使用することが可能であり得る。

30

【 0 2 0 2 】

電源回路 4 3 3 は、インピーダンス整合ネットワーク 4 3 1 に結合される。電源回路 4 3 3 は、電力信号を貯蔵するように構成された電力貯蔵回路を含むことができる。電源回路 4 3 3 は、アナログ信号をデジタル信号に変換する全波整流器及び / 又は半波整流器などの整流器などの、AC / DC 変換回路を含むことができる。電力貯蔵回路は、1 つ以上の電池及び / 又は 1 つ以上のコンデンサを含むことができる。医療回路 4 3 6 は、電気接続などを介して電源回路 4 3 3 に結合することができる。

40

【 0 2 0 3 】

医療デバイス 4 1 5 は、人体 4 1 2 などの人体に移植することができる。例えば、外科医は、患者を切開して、患者の人体 4 1 2 内に医療デバイス 4 1 5 を移植することができる。外科医は、1 つ以上の細い絶縁ワイヤを静脈を介して心臓に接続して心臓を刺激するなど、人体の様々な部分にリードを接続して、人体をモニタする及び / 又は刺激することができる。外科医は、患者の人体 4 1 2 の 1 つ以上の部分に 1 つ以上の刺激要素を接続することができる。刺激要素としては、化学注射器、レーザー、電気ワイヤ、並びに / 又は

50

ナノデバイス及び／若しくはナノ粒子を放出する要素のうちの１つ以上を挙げることができる。

【０２０４】

外科医は、患者の人体に１つ以上の感知要素を接続することができる。例えば、外科医は、静脈、動脈、又は毛細血管内に圧力感知デバイス移植して、血圧及び／又は心拍の周波数を測定することができる。他のセンサとしては、酸素センサ、二酸化炭素センサ、グルコースセンサ、動きセンサ、地圏（geosphere）、加速度計、GPS回路、カメラ、及び／又はX線装置などの、電気信号検出器及び化学センサを挙げることができる。１つ以上のセンサは、胸部インプラントの漏出などの漏出を検出する、人工股関節、人工膝、若しくは人工肩などの人工身体部分の構成要素の摩耗のレベルを検出する、１つ以上の動脈、静脈、及び／若しくは毛細血管を通る流速を検出する、並びに／又は脊椎用のねじ、ロッド、ピン、プレート、若しくは人工椎間板などの補修器具若しくは融合器具の移動を検出する、ように構成することができる。

10

【０２０５】

あるいは、医療デバイス４１５は、人体に移植されなくてもよい。むしろ、医療デバイス４１５は、人体の外部に配置することができ、医療デバイス４１５から人体に入る電気リード又は他の接続を含むことができる。

【０２０６】

誘導表面導波プローブPは、既定の電界強度で誘導表面波４０９を出力することができる。一実施形態によれば、誘導表面導波プローブPは、世界中に伝搬するために十分低い周波数で伝送するように構成される。あるいは、誘導表面導波プローブPは、より短い距離まで伝搬する周波数で誘導表面波を伝送することができる。誘導表面波がグローバルに伝送される事象では、結果として生じる電界強度は、伝送する誘導表面導波プローブPに対する相対的赤道での幾何学的拡大に起因して、送信器の位置及び伝送する誘導表面導波プローブPに対する対蹠地での電界強度より低いことになる。また、誘導表面導波プローブPが、例えば、大陸の米国内などのより短い距離まで伝送する場合、誘導表面導波プローブPからある距離で経験される信号強度は、幾何学的拡大に起因して、誘導表面導波プローブP付近の電界ほど強くないことがある。

20

【０２０７】

一実施形態によれば、誘導表面導波プローブPは、医療デバイス４１５が相対的赤道に及び／若しくはその付近に、又は伝送エリアの縁部上に配置されたときなどの最も低い信号強度を有するエリアで医療デバイス４１５を動作させるために十分な電界強度を提供するために、最小の電力信号出力を伝送するように構成される。医療アプリケーション４２１によって、１つ以上の位置での電界強度の測定値をモニタすることができる。医療アプリケーション４２１は、励起源４０５を介して誘導表面導波プローブPでの電力信号強度出力を増大及び／又は減少させることができる。医療アプリケーション４２１は、医療デバイス４１５を充電するために必要な閾値電界強度を満たすなど、予め設定された閾値を上回る又は満たす電界強度の測定値が受信されるまで、電力信号強度を増大させることができる。

30

【０２０８】

医療アプリケーション４２１は、励起源４０５を介して電力信号を伝送する。励起源４０５は、誘導表面導波プローブPに印加される電圧を生成する。誘導表面導波プローブPは、誘導表面導波プローブPに印加されている電圧に応じて誘導表面波４０９を送出する。医療デバイス４１５は、誘導表面波受信構造 R_M を介して誘導表面波４０９からエネルギーを受信して、医療回路４３６に電力を供給するために使用するための電池及び／又はコンデンサにエネルギーを貯蔵する電源回路４３３にAC電力信号を供給する。電源回路４３３内の電池及び／又はコンデンサは、充電が既定の閾値を下回って低下すると、電源回路によって周期的に充電することができる。

40

【０２０９】

図２２に移って、各種実施形態に係る、医療デバイス４１５の例示的な実施形態を示す

50

。医療デバイス 415 は、誘導表面波受信構造 R_M と、インピーダンス整合ネットワーク 431 と、電源回路 433 と、医療回路 436 と、端子 445 及び 448 と、潜在的に他の構成要素を含む。電源回路は、AC/DC 変換回路、電力貯蔵回路 442、及び潜在的に他の構成要素を含む。誘導表面波受信構造 R_M は、誘導表面波 409 (図 21) などの既定の周波数上の誘導表面波を受信するように構成される。あるいは、誘導表面波受信構造 R_M 及びインピーダンス整合ネットワーク 439 は、複数の異なる周波数の誘導表面波を受信するように構成することができる。このために、誘導表面波受信構造 R_M 及び対応するインピーダンス整合ネットワーク 439 は、複数の異なる周波数の誘導表面波からの電力を 1 つずつ又は同時のいずれでも受信するように並列に動作する、複数の誘導表面波受信構造 R_M 及び対応するインピーダンス整合ネットワーク 439 を表すことができる。あるいは、誘導表面波受信構造 R_M 及び / 又はインピーダンス整合ネットワーク 439 の物理的パラメータを、様々な異なる周波数の誘導表面波から電力を受信するように時々調整することができる。

10

20

30

40

50

【0210】

誘導表面波受信構造 R_M は、インピーダンス整合ネットワーク 439 を介して電源回路 433 に結合される。電力貯蔵回路 442 は、端子 445 及び 448 を含む。電源回路は、端子 445 と 448 との間の電位差を生成する。例えば、電源回路 433 は、インピーダンス整合ネットワーク 439 から結果として生じる出力を受信する。一実施形態によれば、電源回路 433 は、電力変換回路 440 を使用してその出力を DC 電力信号に変換することができる、その DC 電力信号は、医療回路 436 に供給する及び / 又は電力貯蔵回路 442 に貯蔵することができる。いくつかの実施形態では、電源回路 443 は、電力貯蔵回路 442 を連続的に細流充電する。他の実施形態では、電力貯蔵回路 442 は、電力レベルが既定の閾値を下回って低下すると充電される。

【0211】

図 23 を参照して、各種実施形態に係る、医療回路 436 の例示的な実施形態を示す。医療回路 436 は、端子 445 及び 448 を介して電源回路に接続することができる。端子 445 及び 448 を介して、医療回路 436 に DC 電圧 / 電流の形態で電力を供給することができる。医療回路 436 は、刺激回路 451、モニタ回路 454、コンピューティングデバイス 457、及び無線ネットワークデバイス 460 を含むことができる。刺激回路 451 は、他の刺激の中でも電気パルスの形態での刺激などの刺激を人体に供給するように構成される。モニタ回路 454 は、人体 412 (図 21) の 1 つ以上の特性を測定する。特性は、脈拍、血圧、心拍周波数、温度、呼吸数、電気信号、神経インパルス、筋収縮、抵抗値、タンパク質代謝回転レベル、二酸化炭素レベル、酸素レベル、又は他の特性のうちの 1 つ以上とすることができる。刺激回路 451 は、モニタ回路 454 からの測定値などの、人体の特性の変化に応じて起動するように構成することができる。

【0212】

コンピューティングデバイス 457 は、刺激回路 451、モニタ回路 454、及び無線ネットワークデバイス 460 に結合することができる。コンピューティングデバイス 457 は、コンピューティングデバイス 457 に関連付けられたメモリに記憶された他のソフトウェア又はファームウェアアプリケーションの中でも、医療デバイスアプリケーションを実行することができる。コンピューティングデバイス 457 は、他の既知のハードウェアの中でも FPGAs などの、本明細書で説明する動作を実行するように構成されたハードウェアを含むことができる。コンピューティングデバイスは、モニタ回路 454 から 1 つ以上の測定値を受信することができる。コンピューティングデバイス 457 は、電源回路 433 内の 1 つ以上の要素に結合して、電力の生成、貯蔵、及び出力をモニタ及び / 又は管理することができる。

【0213】

コンピューティングデバイス 457 は、刺激回路 451 に刺激を人体 412 に供給させることができる。刺激は、腓骨神経への電氣的刺激、心室への電氣的刺激、胃の表面への電氣的刺激、聴神経への電氣的刺激、聴神経への聴覚刺激、インスリンの分泌、1 つ以上

の他の物質の分泌、又はなんらかの他の刺激のうちの1つ以上を含むことができる。例えば、モニタ回路454は、人体内のグルコースレベルを測定して、このグルコースレベルをコンピューティングデバイス457に提供することができる。コンピューティングデバイス457は、グルコースレベルが許容できる値の既定の範囲の外側にあることを判定することができる、グルコースレベルが範囲の外側にあることに応じて、コンピューティングデバイス457は、人体412に刺激を供給するように刺激回路451に信号を送ることができる。信号を受信したことに応じて、刺激回路451は、インスリンなどの薬剤の分泌を出力することができる。

【0214】

コンピューティングデバイス457は、人体の1つ以上の特性を処理して、より複雑な測定値を計算することができる。例えば、コンピューティングデバイス457は、最初に心拍周波数、呼吸数、及び血圧のうちの1つ以上に基づいて人間が睡眠中であることを判定し、次に睡眠の期間中の人体内の酸素及び二酸化炭素レベルをモニタすることにより、*bezometabolic rate*を計算することができる。別の例として、最初に人間が有酸素活動の状態であることを判定し、次に人体内の酸素及び二酸化炭素レベルをモニタすることに基づいて、コンピューティングデバイス457によって、 VO_2 最大値を計算することができる。

【0215】

図24を参照して、各種実施形態に係る、電源回路433の例示的な実施形態を示す。電源回路433は、例えば、全波整流器463及び平滑コンデンサ466を含むことができる電力変換回路440、電力貯蔵回路442、正入力469、負入力472、正出力445、及び負出力448を含む。インピーダンス整合ネットワーク439は、誘導表面波受信構造 R_M に電氣的に結合される。インピーダンス整合ネットワーク439は、理解することができるように、電力信号の反射を低減して、動作周波数での最大電力伝送を提供するように構成される。インピーダンス整合ネットワーク439は、上述したいずれかのインピーダンス整合ネットワークと同じとすることができる。一実施形態によれば、電源回路433（及びそれに結合された医療回路436）は、励起源405（図21）で負荷として経験される。

【0216】

電源回路433は、AC/DC変換器回路を経由してAC信号をDC信号に変換するように構成される。例えば電源回路433は、インピーダンス整合ネットワーク439から正入力469と負入力472との間のAC信号を受信する。全波整流器463は、AC信号を整流して、DC信号を生成する。平滑コンデンサ466は、信号を安定したDC信号に平滑にする。理解することができるように、他の整流器の中でも半波整流器、シリコン制御整流器（silicon controlled rectifier）（SCR）、セレン及び酸化銅整流器、並びに/又はシリコン及びゲルマニウムダイオードなどの、他の整流回路を使用することができる。加えて、DCチョークなどの他の構成要素を使用して、DC電圧を更に安定化させることができる。整流回路463の出力は、医療回路436（図21）に直接出力することができる、又は電力貯蔵回路442に貯蔵することができる。電力貯蔵回路442は、必要に応じて貯蔵した電力を医療回路436に出力することができる。

【0217】

モニタ回路454（図23）は、電力貯蔵回路442の電力レベルをモニタすることができる。コンピューティングデバイス457は、モニタ回路454から電力レベルを受信して、電力貯蔵回路442の電力レベルを処理することができる。コンピューティングデバイス457は、電力レベルが電力貯蔵回路442内の電池電力の限界閾値を満たさないことを識別して、警告を生成することができる。限界閾値は、一連の増大する限界閾値を含むことができる。例えば一連の限界閾値は、40%電力レベル、20%電力レベル、10%電力レベル、5%電力レベル、3%電力レベル、1%電力レベル、又は他の電力レベルのうちの1つ以上で存在することができる。

【0218】

10

20

30

40

50

一実施形態によれば、医療デバイス 4 1 5 は、人体の外部に延びるワイヤリードを介して通知デバイスと通信するように構成される。この実施形態では、通知デバイスは、可聴警告などの警告を生成する。更に別の実施形態では、医療デバイス 4 1 5 は、人体内に移植されないで、むしろインスリンポンプなどの外部に取り付けられる。

【0219】

レベルのそれぞれに対する警告は、電力貯蔵回路 4 4 2 が電力レベルを減少すると、緊急性で増大することができる。警告は、可聴ノイズ、物理的パルス、及び / 又は電子メール若しくはテキストメッセージなどの電子通知のうちの 1 つ以上とすることができる。例えば、コンピューティングデバイス 4 5 7 は、電力貯蔵回路が 4 0 % を下回る電力レベルを有することを通知する電子メールを送信することができるが、電力レベルが 5 % を下回って低下すると、電気パルスを人体に送出して筋肉を痙攣させることができる。筋肉を痙攣させることは、人間にとって驚くような事象であることがあるが、医療デバイス 4 1 5 に関する限界閾値を下回って低下する電力レベルに関連付けられたリスクは、人間を驚かせることより重要であることがある。

【0220】

コンピューティングデバイス 4 5 7 はまた、測定の時間に関連付けられた電力レベルを、メモリデバイス 5 2 4 及び 5 3 3 (図 2 7) などのコンピューティングデバイス 4 5 7 に関連付けられたメモリデバイスに記憶することができる。コンピューティングデバイス 4 5 7 は、処理及び記憶のためにコンピューティング環境 4 0 3 (図 2 1) などのリモートサーバに電力レベルを送信することができる。コンピューティングデバイス 4 5 7 は、同期する事象が発生するまで、メモリデバイスに電力レベルの履歴を記憶することができる。コンピューティングデバイス 4 5 7 は、電力レベルの履歴がリモートサーバに送信されたことを検証することができる。コンピューティングデバイス 4 5 7 は、電力レベルの履歴が正常に送信されたことを検証したことに応じて、メモリデバイスから履歴を消去することができる。コンピューティングデバイス 4 5 7 及び / 又はリモートサーバは、医療デバイス 4 1 5 に関する電力レベルの履歴を処理して、電力貯蔵回路 4 4 2 に対する推定寿命を判定することができる。電力貯蔵回路 4 4 2 の電力を貯蔵する能力は、経時的に劣化して、医療デバイス 4 1 5 を摘出し電力貯蔵回路 4 4 2 を交換する必要があることがある。例えば、電池及び / 又はコンデンサは、経時的に劣化することがある。

【0221】

次に図 2 5 を参照して、各種実施形態に係る、医療デバイス 4 1 5 の一部の動作の一実施例を提供する、医療刺激プロセス 4 7 5 の流れ図を示す。図 2 5 の流れ図は、本明細書で説明するような医療デバイス 4 1 5 の一部の動作を実施するために用いることができる多くの異なる種類の機能的及び / 又は物理的配置の一実施例を単に提供するものであることが理解される。代替として、図 2 5 の流れ図は、1 つ以上の実施形態に係る、医療デバイス 4 1 5 (図 2 1) に実装された方法のステップの一実施例を示しているとして見ることができる。

【0222】

ボックス 4 7 8 で、医療刺激プロセス 4 7 5 は、誘導表面導波プローブ P によって伝送された誘導表面波からエネルギーを受信することを含む。例えば、医療デバイス 4 1 5 は、誘導表面波受信構造 R_M (図 2 1) を経由して誘導表面波 4 0 9 (図 2 1) からエネルギーを受信する。ボックス 4 8 1 で、医療刺激プロセス 4 7 5 は、受信した誘導表面波に基づいて電力信号を生成することを含む。例えば、誘導表面波受信構造 R_M は、インピーダンス整合回路 4 3 9 を介して電源回路 4 3 3 (図 2 1) に電力信号を出力する。ボックス 4 8 4 で、医療刺激プロセス 4 7 5 は、誘導表面波受信構造 R_M から取得した AC 信号から電力信号を生成することを含む。例えば、電源回路 4 3 3 は、誘導表面波受信構造 R_M によって生成された AC 電力信号から DC 電力信号を生成することができる。DC 電力信号を使用して、リアルタイムに、又は電力貯蔵回路 4 4 2 (図 2 2) などの電力貯蔵装置に生成された電力信号を貯蔵することにより、医療デバイス 4 1 5 に電力を供給することができる。電力貯蔵回路 4 4 2 は、電力信号から貯蔵された電力を医療デバイス 4 1 5 に供

給することができる。

【0223】

ボックス487で、医療刺激プロセス475は、人体からの測定値を判定することを含む。例えば、医療デバイス415のモニタ回路454(図23)は、1つ以上の感知要素を介して人体412(図21)から1つ以上の測定値を取得することができる。モニタ回路454は、1つ以上の感知要素を含むことができる、及び/又は、1つ以上の感知要素は、別個の要素とすることができる。モニタ回路454は、1つ以上の測定値をコンピューティングデバイス457(図23)に送信することができる。測定値は、モニタ回路454及びコンピューティングデバイス457の両方に実装されたメッセージングプロトコルにより送信することができる。測定値は、コンピューティングデバイス457の1つ以上の汎用入力/出力(General Purpose Input/Output)(「GPIO」)線に接続されているモニタ回路454の1つ以上の出力によって送信することができる。出力は、アナログ信号として、コンピューティングデバイス457のGPIO線とモニタ回路454との間にアナログ/デジタル変換器回路を必要とすることができる。モニタ回路454の1つ以上の出力のそれぞれは、異なる感知要素からの異なる測定値に対応することができる。モニタ回路454の単一の出力は、1つより多くの感知要素からの1つより多くの測定値を送信することができる。

10

【0224】

ボックス490で、医療刺激プロセス475は、測定値の分散を計算することを含む。例えば、コンピューティングデバイス457は、モニタ回路454からの1つ以上の測定値及びコンピューティングデバイス457に関連付けられたメモリデバイスに記憶された1つ以上の履歴測定値を処理して、1つ以上の測定値の分散を判定することができる。分散は、統計的測定値とすることができる。例えば、コンピューティングデバイス457は、履歴にわたる測定値のうちの1つに対する平均値を計算して、平均値からの現在の測定値の標準偏差を計算することができる。コンピューティングデバイス457は、メモリ内の測定値の履歴に関する回帰分析を実行し、回帰分析に基づいて現在の測定値の予測値を判定し、予測値と現在の測定値との間の分散を判定することができる。例えば、回帰分析は、午後5:00に食事した後の20%の血圧スパイクの履歴を識別するが、午後5:00の測定値が50%の増大を示す場合に大きな分散を判定することができ、20%だけの増大は、分散を有さないことになる。

20

30

【0225】

ボックス493で、医療刺激プロセス475は、分散が既定の閾値を満たすか否かを判定することを含む。例えば、コンピューティングデバイス457は、ボックス490で計算された分散などの分散を比較して、分散が既定の閾値を満たすか否かを判定することができる。既定の閾値は、コンピューティングデバイス457に関連付けられたメモリデバイスに記憶することができる。既定の閾値は、医療デバイス415が移植されている人体の1つ以上の特性に一部基づいて、修正、更新、又は変更することができる。例えば、コンピューティングデバイス457は、人体内のグルコースのレベルに関するインスリンの用量の効果の測定値を記憶して、その効果に一部基づいてインスリンを注射するための閾値を調整することができる。用量の効果は、人体の増大した耐性に一部基づいて、経時的に変わることがあり、したがって、閾値は、コンピューティングデバイス457によって経時的に変更することができる。コンピューティング環境403(図21)などのリモートサーバは、ネットワーク406(図21)などのネットワークを介して、コンピューティングデバイス457にメモリに記憶された閾値を調整するように命令するメッセージを医療デバイス415に送信することができる。閾値が満たされる(例えば、「はい」)場合、医療刺激プロセス475は、ボックス496に進む。閾値が満たされない(例えば、「いいえ」)場合、医療刺激プロセス475は、ボックス499に進む。

40

【0226】

ボックス496で、医療刺激プロセス475は、人体に刺激を供給することを含む。例えば、コンピューティングデバイス457は、刺激回路451に刺激を供給又は出力させ

50

るインジケーションを刺激回路４５１（図２３）に送信することができる。例えば、コンピューティングデバイス４５７は、刺激回路４５１に接続されたＧＰＩＯ線を高く及び／又は低くして、刺激を供給しなければならないことを示すことができる。コンピューティングデバイス４５７は、出力されることになる刺激の特性を表現するパラメータと共にメッセージを刺激回路４５１に送信する必要があることがある。刺激回路４５１は、命令を確認するメッセージで応答することができ、刺激回路４５１は、刺激を適用する前に、コンピューティングデバイス４５７からの確認応答を必要とすることができる。刺激回路４５１とコンピューティングデバイス４５７との間の通信は、暗号化することができる。刺激回路４５１は、コンピューティングデバイス４５７からインジケーションを受信したことに応じて、刺激を供給する。

10

【０２２７】

次に図２６を参照して、各種実施形態に係る、医療デバイス４１５の一部の動作の一実施例を提供する、更新プロセス５００の流れ図を示す。図２６の流れ図は、本明細書で説明するような医療デバイス４１５の一部の動作を実施するために用いることができる多くの異なる種類の機能的配置の一実施例を単に提供するものであることが理解される。代替として、図２６の流れ図は、１つ以上の実施形態に係る、医療デバイス４１５（図２１）に実装された方法のステップの一実施例を示しているとして見ることができる。

【０２２８】

ボックス５０３で、更新プロセス５００は、サーバからの更新を実行する要求を受信することを含む。例えば、コンピューティング環境４０３（図２１）の医療アプリケーション４２１（図２１）は、ネットワーク４０６（図２１）を介してメッセージを医療デバイス４１５に送信することができる。要求は、医療デバイス４１５がコンピューティングデバイス４５７（図２３）に関連付けられたメモリデバイスから測定値の履歴を医療アプリケーション４２１に送信する要求とすることができる。要求は、新しい又は変更した閾値を表現するデータを含む、刺激を供給するための１つ以上の閾値を更新又は変更するものとする。要求は、コンピューティングデバイス４５７に関連付けられたソフトウェア又はファームウェアを更新する要求とすることができる。例えば、医療アプリケーション４２１は、更新が必要になった又は望ましいときに、デバイスを取り付ける前に、及び／又は既存の患者内で、コンピューティングデバイス４５７がファームウェアを更新して、例えば、特定の患者に対する閾値を設定することを要求することができる。

20

30

【０２２９】

ボックス５０６で、更新プロセス５００は、サーバを認証することを含む。例えば、コンピューティングデバイス４５７は、任意の要求に応答する前に、医療アプリケーション４２１を認証することができる。認証は、セキュリティ証明書、デジタル署名、及び／又は生体認証フィードバックのうちの１つ以上に一部基づくことができる。医療デバイス４１５は、移植される前に、患者の医師のみに既知である信頼されているセキュリティ鍵でプログラムすることができる。移植の前に医師に対してセキュリティ証明書を指定するように、患者に依頼することができ、それらのセキュリティ証明書は、医療デバイス４１５に予めロードすることができる。

40

【０２３０】

患者は、胸部筋肉を３回連続して、かつ二頭筋を２回、繰り返し収縮させることなどの、既定の方法で筋肉を収縮させることに一部基づいて、サーバを認証することができる。コンピューティングデバイス４５７は、要求を認証するために必要な一連の必要な生体認証フィードバックステップを医療アプリケーション４２１に送信することができる。医療アプリケーション４２１は、サーバを認証するためにこのステップを実行することを患者に指示するユーザインターフェースをレンダリングすることができる。生体認証フィードバックは、患者の皮膚を介して医療デバイス４１５上のボタンを押下することを含むことができる。

【０２３１】

無線ネットワークデバイス４６０（図２３）は、近距離通信（Near Field Communicati

50

on) (NFC)などの、予め設定された範囲内でのみ通信するように構成することができる。無線ネットワークデバイス460は、コンピューティングデバイス457と通信するためにネットワーク406の無線送信器がその中になければならない範囲を制限することができる。例えば、無線ネットワークデバイス460は、医療デバイス415の1フィートの半径内でのみ送信するNFC送受信器とすることができる。

【0232】

ボックス509で、更新プロセス500は、更新を検証することを含む。例えば、コンピューティングデバイス457は、医療アプリケーション421から受信した更新のハッシュを検証することができる。コンピューティングデバイス457は、MD5、チェックサム、及び/又はCRCなどの、医療アプリケーション421からダウンロードされたソフトウェア更新に対する署名を計算することができる。署名は、ソフトウェア更新内に埋め込まれた署名と比較することができる。コンピューティングデバイス457は、署名を医療アプリケーション421に送信することができ、医療アプリケーション421は、署名を承認する、並びに/又は、コンピューティングデバイス457にソフトウェア更新を適用する、ソフトウェア更新を再度ダウンロードする、及び/若しくはソフトウェア更新を取消すように命令することができる。コンピューティングデバイス457は、1つ以上の閾値に更新を適用する前に、確認メッセージを送信して、確認応答を受信することができる。コンピューティングデバイス457は、要求されたときに測定値の履歴を医療アプリケーション421に送信することにより、要求を検証することができる。

【0233】

ボックス512で、更新プロセス500は、更新を適用することを含む。例えば、コンピューティングデバイス457は、更新をメモリデバイスに記憶することができる。コンピューティングデバイス457は、コンピューティングデバイス457に関連付けられたメモリデバイスにソフトウェア更新を記憶することができる。コンピューティングデバイス457は、更新を正常に保存したことに応じて、記憶したソフトウェア更新を実行することができる。コンピューティングデバイス457は、1つ以上の閾値に対する更新を、1つ以上の閾値を記憶するために予め設定されたメモリ位置に記憶することができる。例えば、コンピューティングデバイス457は、分散の閾値に割り当てられた不揮発性Ram (Non-Volatile Ram) (NV Ram) 内の特定のアドレスに、新しい分散の閾値を記憶することができる。特定のアドレスは、ボックス493 (図25)などの、閾値を上回っているか否かを判定するときに使用されるアドレスとすることができる。

【0234】

図27を参照して、本開示の実施形態に係る、コンピューティング環境403 (図21)及び/又はコンピューティングデバイス457 (図27)の概略ブロック図を示す。コンピューティング環境403及び/又はコンピューティングデバイス457は、1つ以上のコンピューティングデバイス518を含む。それぞれのコンピューティングデバイス518は、例えば、共にローカルインターフェース530に結合されたプロセッサ521及びメモリ524/533を有する、少なくとも1つのプロセッサ回路を含む。このために、それぞれのコンピューティングデバイス518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なデバイスを含むことができる。ローカルインターフェース530は、理解することができるように、例えば、付随するアドレス/制御バス又は他のバス構造を有するデータバスを含むことができる。コンピューティングデバイス518は、他の既知のI/Oの中でもシリアルポート、ネットワークポート、GPIO、USBポートなどの、1つ以上のI/O527を含むことができる。

【0235】

データ及びプロセッサ521によって実行可能ないくつかの構成要素の両方が、メモリ524/533に記憶される。具体的には、コンピューティングデバイス457で実行されるアプリケーション及び医療アプリケーション421、並びに潜在的に他のアプリケーションを含む1つ以上のアプリケーションが、メモリ524/533に記憶され、プロセッサ521によって実行可能である。データストア418 (図21)及び他のデータもま

10

20

30

40

50

た、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 に記憶することができる。加えて、オペレーティングシステムをメモリ 5 2 4 / 5 3 3 に記憶して、プロセッサ 5 2 1 によって実行可能とすることができる。

【 0 2 3 6 】

理解することができるように、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 に記憶されてプロセッサ 5 2 1 によって実行可能な他のアプリケーションが存在してもよいことが理解される。本明細書で説明するいずれかの構成要素がソフトウェアの形態で実装される場合、例えば、C、C + +、C #、オブジェクト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)、又は他のプログラミング言語などの、多数のプログラミング言語のうちの任意の 1 つを用いることができる。

10

【 0 2 3 7 】

多数のソフトウェア構成要素が、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 に記憶され、プロセッサ 5 2 1 によって実行可能である。これに関して、用語「実行可能な」は、プロセッサ 5 2 1 によって最終的に実行することができる形態のプログラムファイルを意味する。実行可能なプログラムの例としては、例えば、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 のランダムアクセス部分にロードしてプロセッサ 5 2 1 によって実行することができる形式の機械コードに翻訳することができるコンパイルされたプログラム、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 のランダムアクセス部分にロードしてプロセッサ 5 2 1 によって実行することができるオブジェクトコードなどの適切な形式に表現することができるソースコード、又はメモリ 5 2 4 / 5 3 3 のランダムアクセス部分に命令を生成してプロセッサ 5 2 1 によって実行されるように別の実行可能なプログラムによって解釈することができるソースコードなどとすることができる。実行可能なプログラムは、例えば、ランダムアクセスメモリ (random access memory) (RAM)、読み出し専用メモリ (read-only memory) (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 (compact disc) (CD) 若しくはデジタル多用途ディスク (digital versatile disc) (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 5 2 4 / 5 3 3 の任意の部分又は構成要素に記憶することができる。

20

【 0 2 3 8 】

メモリ 5 2 4 / 5 3 3 は、本明細書で、揮発性及び不揮発性のメモリ及びデータ記憶構成要素の両方を含むとして定義される。揮発性構成要素は、電源喪失でデータ値を保持しない構成要素である。不揮発性構成要素は、電源喪失でデータを保持する構成要素である。したがって、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 は、例えば、ランダムアクセスメモリ (RAM)、読み出し専用メモリ (ROM)、ハードディスクドライブ、ソリッドステートドライブ、USBフラッシュドライブ、メモリカード読み取り装置を介してアクセスされるメモリカード、関連付けられた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、又はこれらのメモリ構成要素の任意の 2 つ以上の組合せを含むことができる。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 (static random access memory) (SRAM)、ダイナミックランダムアクセスメモリ (dynamic random access memory) (DRAM)、又は磁気ランダムアクセスメモリ (magnetic random access memory) (MRAM)、及び他のそのようなデバイスを含むことができる。ROMは、例えば、プログラマブル読み出し専用メモリ (programmable read-only memory) (PROM)、消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ (erasable programmable read-only memory) (EPROM)、電氣的消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ (electrically erasable programmable read-only memory) (EEPROM)、又は他の同様なメモリデバイスを含むことができる。

30

40

【 0 2 3 9 】

また、プロセッサ 5 2 1 は、複数のプロセッサ 5 2 1 及び / 又は複数のプロセッサコアを表すことができ、メモリ 5 2 4 / 5 3 3 は、それぞれ並列処理回路内で動作する複数の

50

メモリ 5 2 4 / 5 3 3 を表すことができる。そのような場合では、ローカルインターフェース 5 3 0 は、複数のプロセッサ 5 2 1 の任意の 2 つの間、任意のプロセッサ 5 2 1 とメモリ 5 2 4 / 5 3 3 の任意のものとの間、又はメモリ 5 2 4 / 5 3 3 の任意の 2 つの間などの通信を促進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 5 3 0 は、例えば、負荷バランシングを実行することを含めて、この通信を調和させるように設計された追加のシステムを含むことができる。プロセッサ 5 2 1 は、電氣的、又はなんらかの他の利用可能な構造のものとするすることができる。

【 0 2 4 0 】

コンピューティングデバイス 4 5 7 で実行されるアプリケーション及び医療アプリケーション 4 2 1、並びに本明細書で説明する他の様々なシステムは、上述したような汎用ハードウェアによって実行されるソフトウェア又はコードに具現化することができるが、代替として、専用のハードウェア又はソフトウェア / 汎用ハードウェア及び専用のハードウェアの組合せに、同じものを具現化することができる。専用のハードウェアに具現化された場合、それぞれは、多数の技術のうちの任意の 1 つ又は組合せを用いる回路又は状態機械として実装することができる。これらの技術としては、1 つ以上のデータ信号の印加で様々な論理機能を実施するための論理ゲートを有する個別論理回路、適切な論理ゲートを有する特定用途向け集積回路 (application specific integrated circuits) (ASIC)、フィールドプログラマブルゲートアレイ (field-programmable gate arrays) (FPGA)、又は他の構成要素などを挙げることができるが、これらに限定されない。そのような技術は、一般的に当業者に周知であり、したがって、本明細書で詳細には説明しない。

【 0 2 4 1 】

図 2 5 及び図 2 6 の流れ図は、コンピューティングデバイス 4 5 7 で実行されるアプリケーションの一部の実装形態の機能及び動作、並びに / 又はコンピューティングデバイス 4 5 7 内のハードウェアの機能を示す。ソフトウェアに具現化された場合、それぞれのブロックは、特定の論理機能 (単数又は複数) を実施するプログラム命令を含む、モジュール、セグメント、又はコードの一部を表すことができる。プログラム命令は、プログラミング言語で書かれた人間が読める命令文を含むソースコード、又はコンピュータシステム若しくは他のシステム内のプロセッサ 5 2 1 などの好適な実行システムによって認識可能な数値命令を含む機械コードの形態に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。ハードウェアに具現化された場合、それぞれのブロックは、特定の論理機能 (単数又は複数) を実施する回路又は多数の相互接続された回路を表すことができる。

【 0 2 4 2 】

図 2 5 及び図 2 6 の流れ図は、特定の実行の順序を示すが、実行の順序は、示されたものとは異なることができることが理解される。例えば、2 つ以上のブロックの実行の順序は、示された順序に対して変更することができる。また、図 2 5 及び図 2 6 で連続して示す 2 つ以上のブロックは、同時に、又は部分的に同時に、実行することができる。更に、いくつかの実施形態では、図 2 5 及び図 2 6 に示すブロックのうちの 1 つ以上は、スキップする又は省略することができる。加えて、有用性の強化、課金、性能測定、又はトラブルシューティング支援を提供することなどのために、任意の数のカウンタ、状態変数、警告信号、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ることができる。すべてのそのような変形は、本開示の範囲内であることが理解される。

【 0 2 4 3 】

また、コンピューティングデバイス 4 5 7 で実行されるアプリケーション及び医療アプリケーション 4 2 1 を含む、ソフトウェア又はコードを含む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、例えば、コンピュータシステム又は他のシステム内のプロセッサ 5 2 1 などの命令実行システムによって又はそれに関連して使用するための、任意の非一次的コンピュータ可読媒体に具現化することができる。この意味において、論理は、例えば、コンピュータ可読媒体からフェッチして、命令実行システムによって実行するこ

とができる命令及び宣言を含む命令文を含むことができる。本開示の文脈では、「コンピュータ可読媒体」は、命令実行システムによって又はそれに関連して使用するための、本明細書で説明する論理又はアプリケーションを含む、記憶する、又は維持することができる任意の媒体とすることができる。

【0244】

コンピュータ可読媒体は、例えば、磁気媒体、光学媒体、又は半導体媒体などの、多くの物理的媒体の任意の1つを含むことができる。好適なコンピュータ可読媒体のより具体的な例としては、磁気テープ、磁気フロッピディスク、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であろうが、これらに限定されない。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)を含む、ランダムアクセスメモリ(RAM)とすることができる。加えて、コンピュータ可読媒体は、読み出し専用メモリ(ROM)、プログラマブル読み出し専用メモリ(PROM)、消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ(EPROM)、電氣的消去可能プログラマブル読み出し専用メモリ(EEPROM)、又は他の種類のメモリデバイスとすることができる。

10

【0245】

更に、コンピューティングデバイス457で実行されるアプリケーション及び医療アプリケーション421を含む、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、様々な方法で実装して構築することができる。例えば、説明した1つ以上のアプリケーションは、単一のアプリケーションのモジュール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は、共有若しくは別個のコンピューティングデバイス、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は、同じコンピューティングデバイス518、又は同じコンピューティング環境403及び/若しくはコンピューティングデバイス457内の複数のコンピューティングデバイス518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ないことが理解される。

20

【0246】

語句「X、Y、又はZのうちの少なくとも1つ」などの独特の言い回しは、特に明示しない限り、品目、用語などがX、Y、若しくはZ、又はそれらの任意の組合せのいずれか(例えば、X、Y、及び/又はZ)であり得ることを表す一般的に使用されるような文脈で理解される。したがって、そのような独特の言い回しは、特定の実施形態がXの少なくとも1つ、Yの少なくとも1つ、又はZの少なくとも1つがそれぞれ存在することを必要とすることを、一般的に意図せず、かつ意味すべきでない。

30

【0247】

上記に加えて、本開示の各種実施形態は、以下の項目に記載する実施形態を含むが、これらに限定されない。

【0248】

項目1. 誘導表面導波プローブによって生成された、テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波を受信す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よって生成された交流信号から電力信号を生成する、誘導表面波受信構造に電氣的に結合された電源回路と、人体の特性を測定するように構成されたモニタ回路を含む、電源回路に電氣的に結合された医療回路と、を備えることを特徴とする装置。

40

【0249】

項目2. 医療回路は、人体に刺激を供給するように構成された刺激回路を含むことを特徴とする項目1の装置。

【0250】

項目3. 装置は、人体に移植されることを特徴とする項目1又は2のいずれかの装置。

【0251】

50

項目 4 . 電源回路は、電力信号を貯蔵するように構成された電力貯蔵回路を含むことを特徴とする項目 1 ~ 3 のいずれかの装置。

【 0 2 5 2 】

項目 5 . モニタ回路は、脈拍、血圧、温度、呼吸数、電気信号、神経インパルス、筋収縮、抵抗値、タンパク質代謝回転レベル、又は酸素レベルのうちの少なくとも 1 つを測定するように構成されることを特徴とする項目 1 乃至 4 のいずれかの装置。

【 0 2 5 3 】

項目 6 . 医療回路は、少なくとも、モニタ回路から少なくとも 1 つの測定値を受信して、刺激回路に刺激を人体に供給させるように構成された、刺激回路及びモニタ回路に結合されたコンピューティングデバイスを更に含むことを特徴とする項目 2 の装置。

10

【 0 2 5 4 】

項目 7 . 刺激回路は、モニタ回路による少なくとも 1 つの測定値の変化に応じて人体を刺激するように構成されることを特徴とする項目 2 又は 6 の装置。

【 0 2 5 5 】

項目 8 . 誘導表面波受信構造は、誘導表面波受信構造に戻る交流信号の反射を最小化するように構成されたインピーダンス整合ネットワークを介して電源回路に結合されることを特徴とする項目 1 ~ 7 のいずれかの装置。

【 0 2 5 6 】

項目 9 . 刺激は、腓骨神経への電氣的刺激、心室への電氣的刺激、胃の表面への電氣的刺激、聴神経への電氣的刺激、又はインスリンの分泌のうちの少なくとも 1 つを含むことを特徴とする項目 2、6、又は 7 の装置。

20

【 0 2 5 7 】

項目 10 . 医療回路は、電源回路に接続されたコンピューティングデバイスを含み、コンピューティングデバイスは、感知デバイスから測定値を取得して、測定値に少なくとも一部基づいて、人体への刺激を開始するように構成されることを特徴とする項目 2、6、7、又は 9 の装置。

【 0 2 5 8 】

項目 11 . 誘導表面波受信構造は、高ミュー材料の周囲に巻き付けられたコイルを更に含むことを特徴とする項目 2、6、7、9、又は 10 の装置。

【 0 2 5 9 】

項目 12 . テレストリアル媒体に沿って進行する誘導表面波を伝送するように構成された誘導表面導波プローブと、誘導表面波受信構造を含む医療デバイスと、を備えるシステムであって、誘導表面波受信構造は、医療デバイスのために誘導表面波から交流 (AC) 信号を生成するように構成され、医療デバイスは、誘導表面導波プローブに結合された励起源で負荷として経験されることを特徴とするシステム。

30

【 0 2 6 0 】

項目 13 . 医療デバイスは、医療デバイスによる少なくとも 1 つの測定値の変化に応じて人体を刺激するように構成されることを特徴とする項目 12 のシステム。

【 0 2 6 1 】

項目 14 . 医療デバイスは、AC 信号を直流 (direct current) (DC) 信号に変換するように構成された整流回路を更に含むことを特徴とする項目 12 又は 13 のシステム。

40

【 0 2 6 2 】

項目 15 . 整流回路は、全波ブリッジ整流器を含むことを特徴とする項目 14 のシステム。

【 0 2 6 3 】

項目 16 . 医療デバイスは、DC 信号からのエネルギーを貯蔵装置に貯蔵して、貯蔵した電力を貯蔵装置から医療デバイスに供給するように構成された電力貯蔵回路を更に含み、貯蔵装置は、電池又はコンデンサのうちの少なくとも 1 つを含むことを特徴とする項目 14 又は 15 のシステム。

【 0 2 6 4 】

50

項目 17 . 誘導表面波受信構造は、磁気コイルを含むことを特徴とする項目 12 ~ 14 のいずれかのシステム。

【0265】

項目 18 . 少なくとも 1 つの誘導表面波から、少なくとも 1 つの誘導波受信構造を介して交流 (AC) 信号を生成することと、電源回路を介して AC 信号に具現化して生成された電気エネルギーをモニタ回路及び刺激回路を含む医療回路に供給することと、モニタ回路を介して人体からの少なくとも 1 つの測定値を判定することと、刺激回路を介して刺激を人体に供給する刺激回路を提供することと、を含むことを特徴とする方法。

【0266】

項目 19 . 医療回路は、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを更に含み、方法は、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介してモニタ回路から少なくとも 1 つの測定値を受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して刺激回路に刺激を供給させることと、を更に含むことを特徴とする項目 18 の方法。

10

【0267】

項目 20 . 少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも 1 つの予め設定されたインパルスを受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介してモニタ回路からの少なくとも 1 つの測定値を表現する情報を送信することと、を更に含むことを特徴とする項目 19 の方法。

【0268】

項目 21 . 少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、刺激を供給するための少なくとも 1 つの閾値を変更する要求を受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも 1 つの変更された閾値を生成する要求に少なくとも一部基づいて、少なくとも 1 つの閾値を変更することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも 1 つの変更された閾値に一部基づいて、刺激回路に刺激を供給させることと、を更に含むことを特徴とする項目 19 及び 20 のいずれかの方法。

20

【0269】

項目 22 . 少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介してソフトウェアパッケージのハッシュを含むソフトウェアパッケージを受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ハッシュに少なくとも一部基づいてソフトウェアパッケージを検証することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ソフトウェアパッケージをコンピューティングデバイスに関連付けられたメモリにプログラムする要求を受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ソフトウェアパッケージをメモリに記憶することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ソフトウェアパッケージが正常に記憶されたことを確認することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ソフトウェアパッケージを実行することと、を更に含むことを特徴とする項目 19 ~ 21 のいずれかの方法。

30

【0270】

項目 23 . 少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、ネットワーク接続を介してサーバから要求を受信することと、少なくとも 1 つのコンピューティングデバイスを介して、少なくとも 1 つのセキュリティ証明書に少なくとも一部基づいて要求を認証することと、を更に含むことを特徴とする項目 19 ~ 22 のいずれかの方法。

40

【0271】

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、

50

【 図 1 】



FIG. 2

FIG. 3

【図 9 A】

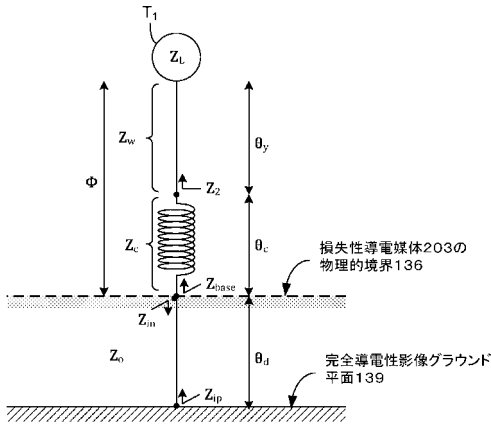


FIG. 9A

【図 9 B】

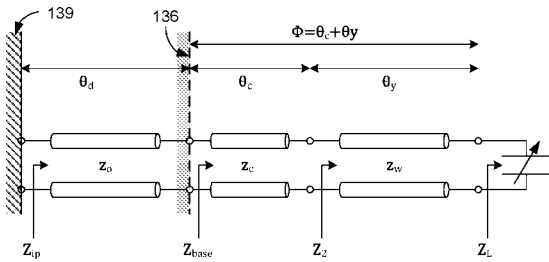


FIG. 9B

【図 10】

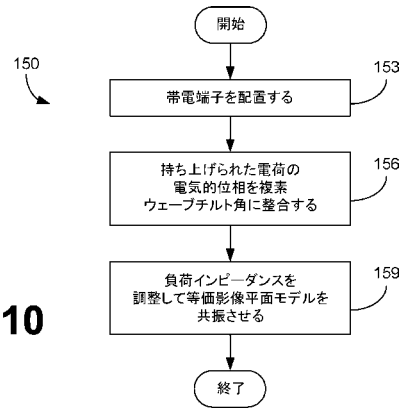


FIG. 10

【図 11】

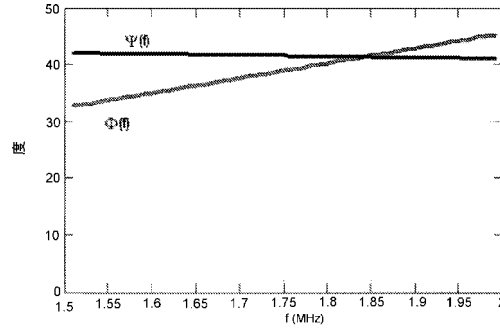


FIG. 11

【図 12】

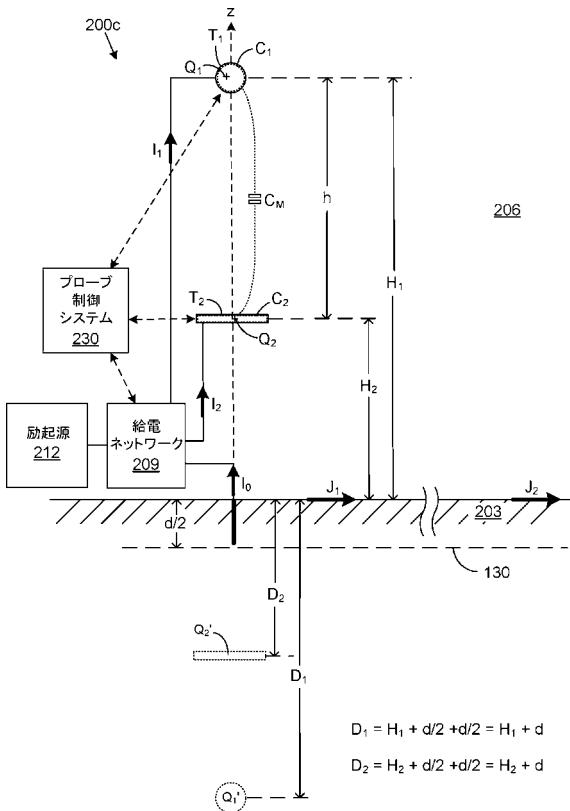


FIG. 12

【図 13】

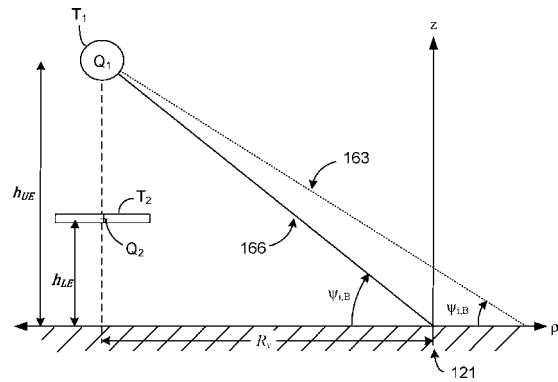


FIG. 13

【図 14】

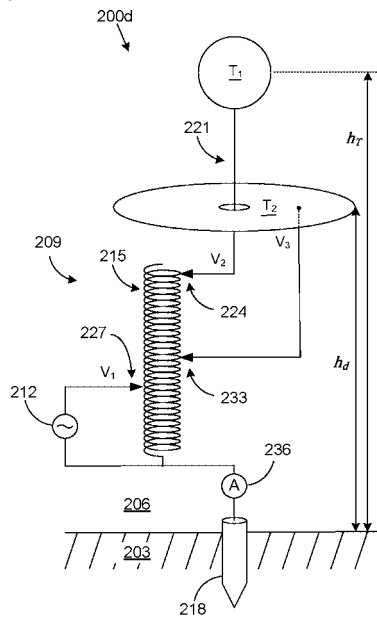


FIG. 14

【図 15 A】

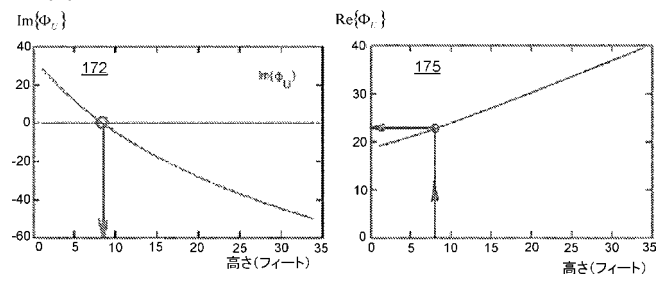


FIG. 15A

【図 15 B】

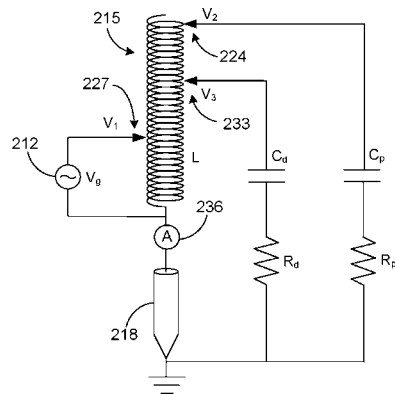


FIG. 15B

【図 16】

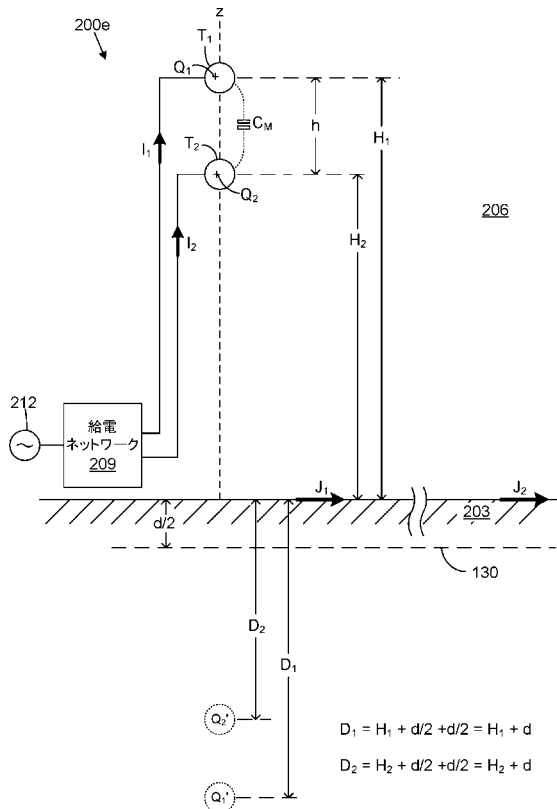


FIG. 16

【図 17】

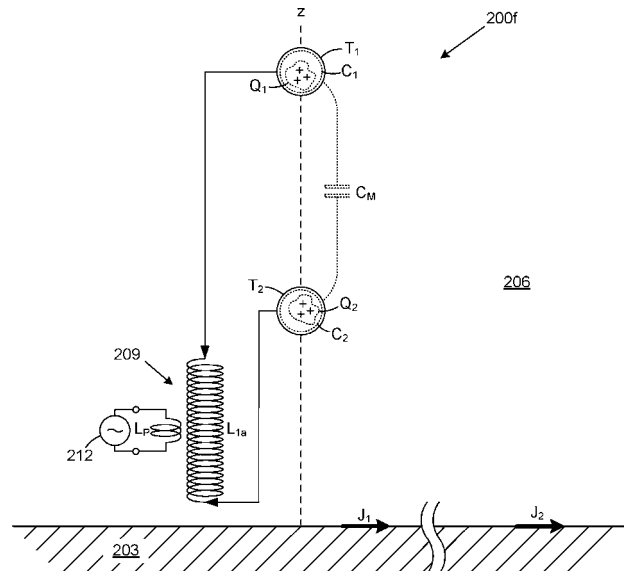


FIG. 17

【図 18 A】

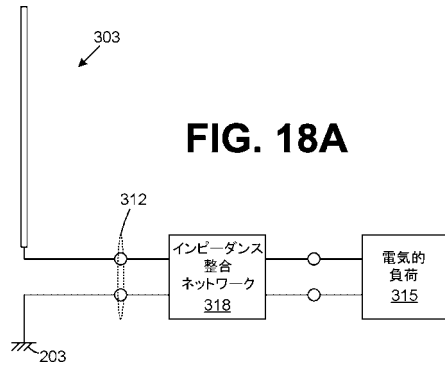


FIG. 18A

【図 18 B】

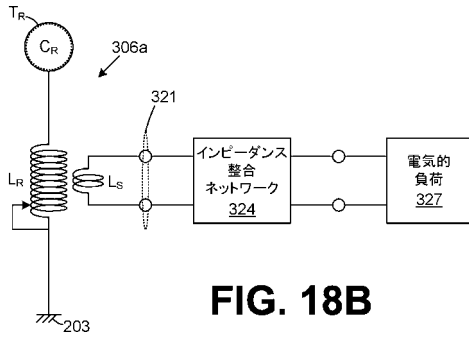


FIG. 18B

【図 18 C】

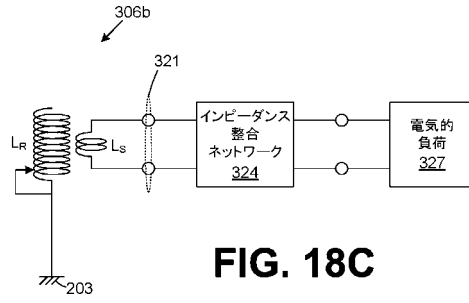


FIG. 18C

【図 18 D】

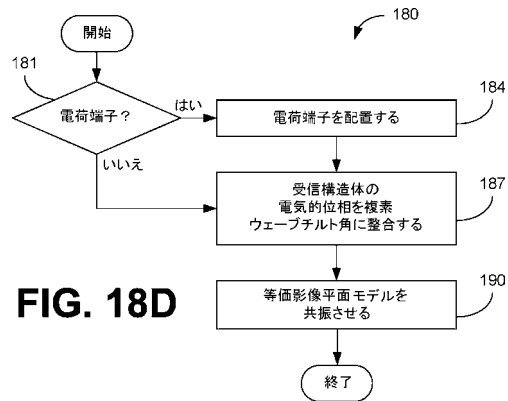


FIG. 18D

【図 19】

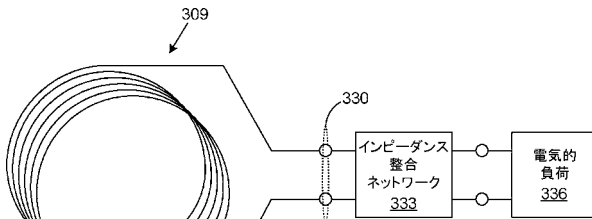


FIG. 19

【図 20 A】

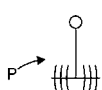


FIG. 20A

【図 20 B】

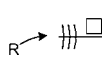


FIG. 20B

【図 20 C】

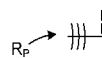


FIG. 20C

【図 20 D】

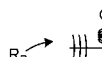


FIG. 20D

【図 20 E】

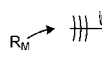


FIG. 20E

【図 21】

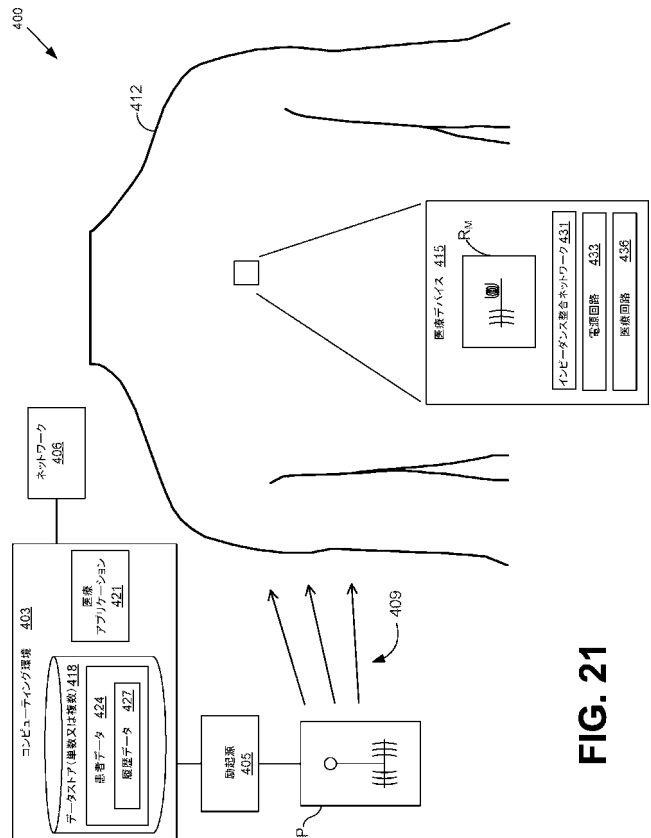


FIG. 21

【図 2 2】

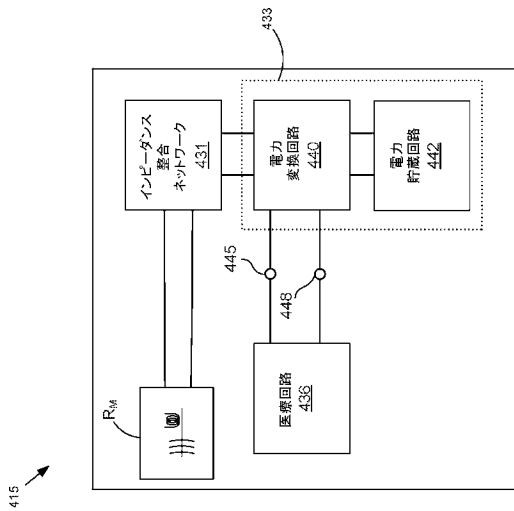


FIG. 22

【図 2 3】

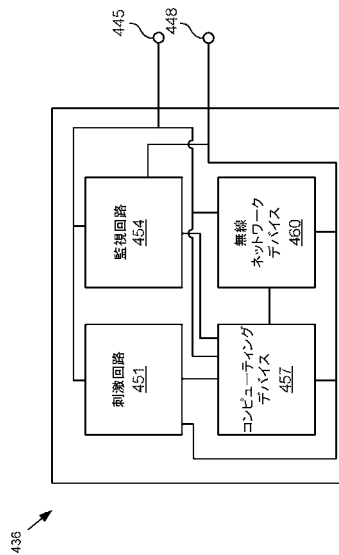


FIG. 23

【図 2 4】

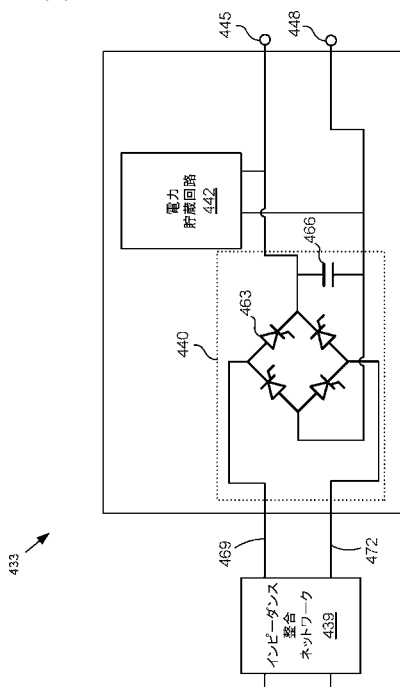


FIG. 24

【図 2 5】

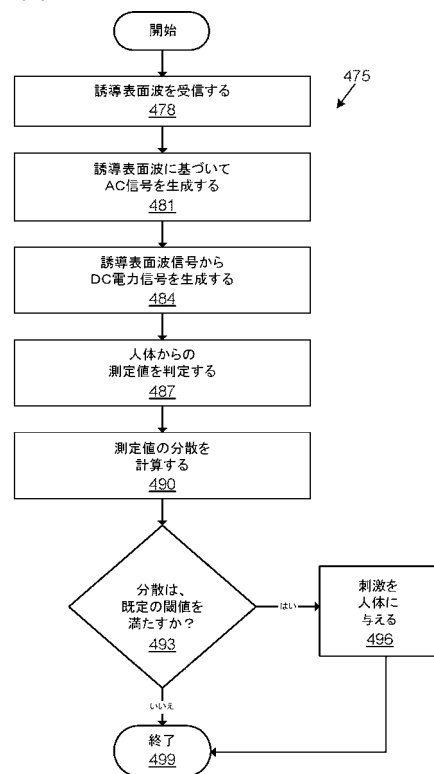


FIG. 25

【図 2 6】

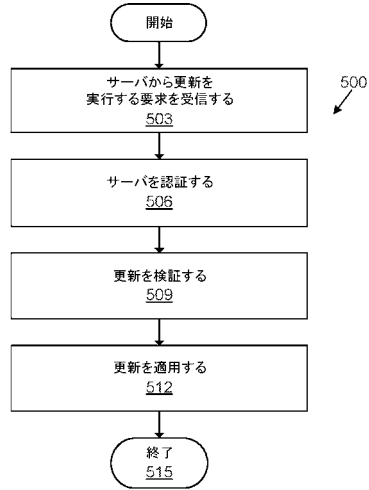


FIG. 26

【図 2 7】

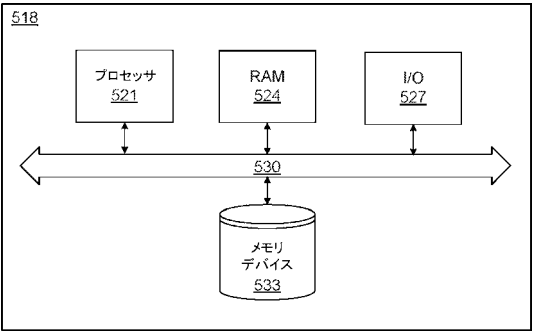


FIG. 27

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2016/047375

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. A61N1/372

ADD. A61N1/362 A61N1/39 A61N1/365

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)

A61M A61N

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

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

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 2009/120490 A1 (MEDTRONIC INC [US]; CORNDORF ERIC D [US]; MEEKS LUCAS JM [NL]) 1 October 2009 (2009-10-01) pages 4,5; figures 2,5 -----	1-9
A	US 2014/252886 A1 (CORUM JAMES F [US] ET AL) 11 September 2014 (2014-09-11) cited in the application abstract; figure 1 -----	1-9



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

22 November 2016

Date of mailing of the international search report

02/12/2016

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

Edward, Vinod

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US2016/047375**Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of Item 2 of first sheet)**

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☒ Claims Nos.: 10-15
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
Due to the step of providing a stimulus to the human body, claim 15 relates to a method of treatment of the human body by therapy, contrary to the requirements of Art. 39.1(iv) PCT. Therefore, claims 10-15 were not searched and cannot be examined.
2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of Item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/US2016/047375

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2009120490 A1	01-10-2009	US 2009248115 A1 US 2012188096 A1 WO 2009120490 A1	01-10-2009 26-07-2012 01-10-2009
US 2014252886 A1	11-09-2014	NONE	

フロントページの続き

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

(74)代理人 100115071
弁理士 大塚 康弘

(74)代理人 100112508
弁理士 高柳 司郎

(74)代理人 100116894
弁理士 木村 秀二

(74)代理人 100130409
弁理士 下山 治

(74)代理人 100199277
弁理士 西守 有人

(72)発明者 コルム, ジェームス, エフ.
アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 コルム, ケネス, エル.
アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 カールトン, ポール, ケンダル
アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

(72)発明者 ピンゾーン, ジョセフ, エフ.
アメリカ合衆国 テキサス州 75154, レッド オーク, スイート シー, 202エヌ
アイ-35

Fターム(参考) 4C053 JJ06 JJ23 JJ27 KK02 KK04 KK07