

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6568580号
(P6568580)

(45) 発行日 令和1年8月28日 (2019.8.28)

(24) 登録日 令和1年8月9日 (2019.8.9)

(51) Int. Cl.	F I
HO 1 P 5/08 (2006.01)	HO 1 P 5/08 G
HO 4 B 13/02 (2006.01)	HO 4 B 13/02

請求項の数 23 (全 79 頁)

(21) 出願番号	特願2017-514524 (P2017-514524)	(73) 特許権者	517087462
(86) (22) 出願日	平成27年9月9日 (2015.9.9)		シーピージー テクノロジーズ、エルエルシー
(65) 公表番号	特表2017-531938 (P2017-531938A)		アメリカ合衆国 75154 テキサス州
(43) 公表日	平成29年10月26日 (2017.10.26)		レッド オーク 202エヌ アイー3
(86) 国際出願番号	PCT/US2015/049154		5 スイート シー
(87) 国際公開番号	W02016/040460	(74) 代理人	100079049
(87) 国際公開日	平成28年3月17日 (2016.3.17)		弁理士 中島 淳
審査請求日	平成30年8月21日 (2018.8.21)	(74) 代理人	100084995
(31) 優先権主張番号	62/048,994		弁理士 加藤 和詳
(32) 優先日	平成26年9月11日 (2014.9.11)	(72) 発明者	コルム、ジェームス エフ.
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		アメリカ合衆国 44065 オハイオ州
(31) 優先権主張番号	14/847,606		ニューベリー フェアマウント ロード
(32) 優先日	平成27年9月8日 (2015.9.8)		10142
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 損失性媒体における複数の周波数の誘導表面波の伝達

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誘導表面導波路プローブと、

前記誘導表面導波路プローブに結合された複数の電源であって、前記複数の電源の個々の電源は、各々異なる周波数で前記誘導表面導波路プローブを励起するように構成され、

前記誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体に沿って複数の誘導表面波を発するように調整され、前記複数の誘導表面波は、前記個々の電源の各々異なる周波数の誘導表面波を含む、

システム。

【請求項 2】

前記個々の電源は、前記誘導表面導波路プローブに直接結合されている、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記個々の電源は、前記表面導波路プローブに誘導結合されている、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 4】

前記誘導表面導波路プローブと少なくとも 1 つの個別の電源との間に配置された、各々の絶縁要素を備える、請求項 1 ～請求項 3 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 5】

前記各々の絶縁要素は、アイソレータ、バンドパスフィルタ、方向性結合器、狭帯域結

10

20

合器、サーキュレータ、又は増幅器を備える、請求項 4 に記載のシステム。

【請求項 6】

前記誘導表面導波路プローブは、前記損失性導電性媒体の上で位置を上げて配置され、前記損失性導電性媒体に複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) で入射する入射波面を合成する少なくとも 1 つの結果として得られる場を生成するように構成された帯電端子を備え、

前記帯電端子は、前記複数の電源のうちの少なくとも 1 つによって励起される、

請求項 1 ～請求項 5 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 7】

前記損失性媒体の上で、かつ前記帯電端子の下方に配置された補償端子を備え、

前記帯電端子は、第 1 のタップにおいてコイルに結合され、前記補償端子は、スイッチング機構を介して可変である第 2 のタップにおいて前記コイルに結合される、

請求項 6 に記載のシステム。

【請求項 8】

前記スイッチング機構は、前記コイルに沿って複数のタブに直接結合される複数の端子を備える、請求項 7 に記載のシステム。

【請求項 9】

前記第 1 のタップの位置又は前記第 2 のタップの位置のうちの少なくとも 1 つは、前記誘導表面導波路プローブの接地杭に関連付けられた電流測定値、接地パラメータ測定値、フィールド測定値、前記各々の電源によって供給される電力、又は負荷によって消費される電力のうち、少なくとも 1 つの少なくとも一部に基づいて調整可能である、請求項 7 又は請求項 8 に記載のシステム。

【請求項 10】

前記スイッチング機構の出力と前記補償端子との間に配置されたフィルタ機構を備え、

前記フィルタ機構は、所定の周波数帯域外の周波数をフィルタリングするように構成されている、

請求項 7 ～請求項 9 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 11】

帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークをさらに備え、

前記給電ネットワークは、前記誘導表面導波路プローブの近傍の前記損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する、

請求項 1 ～請求項 9 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 12】

前記誘導表面導波路プローブは、

前記個々の電源によって励起されるように構成されたコイルに結合された帯電端子と、

第 1 のタップにおいて前記コイルに結合された第 1 の補償プレートと、

第 2 のタップにおいて前記コイルに結合された第 2 の補償プレートと、

を備え、

前記第 1 のタップは、前記複数の電源の第 1 の個々の電源に関連付けられた第 1 の各々異なる周波数の少なくとも一部に基づいて調整され、

前記第 2 のタップは、前記複数の電源の第 2 の個々の電源に関連付けられた第 2 の各々異なる周波数の少なくとも一部に基づいて調整される、

請求項 1 ～請求項 5 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 13】

損失性導電性媒体の上に位置を上げて配置された帯電端子と、

前記帯電端子の下方に配置された補償端子と、

前記帯電端子及び前記補償端子に結合され、前記帯電端子に電圧を供給するように構成された、第 1 及び第 2 の給電ネットワークと、

を備える、誘導表面導波路プローブと、

前記第 1 の給電ネットワークを介して前記帯電端子に結合され、第 1 の周波数で前記帯

10

20

30

40

50

電端子を励起する第 1 の電源と、

前記第 2 の給電ネットワークを介して前記帯電端子に結合され、前記第 1 の周波数とは異なる第 2 の周波数で前記帯電端子を励起する第 2 の電源と、

を備え、

前記誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体に沿って前記第 1 の周波数で第 1 の誘導表面波と、前記損失性導電性媒体に沿って前記第 2 の周波数で第 2 の誘導表面波とを同時に発するように調整される、

システム。

【請求項 1 4】

前記誘導表面導波路プローブは、第 1 の N-プレクサ及び第 2 の N-プレクサをさらに備え、

前記帯電端子は、前記第 1 の N-プレクサを介して前記第 1 の給電ネットワーク及び前記第 2 の給電ネットワークの両方に結合され、

前記補償端子は、前記第 2 の N-プレクサを介して前記第 1 の給電ネットワーク及び前記第 2 の給電ネットワークに結合される、

請求項 1 3 に記載のシステム。

【請求項 1 5】

前記補償端子は、前記第 1 の給電ネットワークに関連付けられた電流測定値、接地パラメータ測定値、又は前記第 1 の周波数に対応する第 1 のフィールド測定値のうち、少なくとも 1 つの少なくとも一部に基づいて前記補償端子の励起を変化させるように構成された第 1 のスイッチング機構装置を介して前記第 1 の給電ネットワークに結合され、

前記補償端子は、前記第 2 の給電ネットワークに関連付けられた第 2 の電流測定値、前記接地パラメータ測定値、又は前記第 2 の周波数に対応する第 2 のフィールド測定値のうち、少なくとも一部に基づいて前記補償端子の励起を変化させるように構成された第 2 のスイッチング機構を介して前記第 2 の給電ネットワークに結合される、

請求項 1 3 又は請求項 1 4 に記載のシステム。

【請求項 1 6】

前記第 1 の誘導表面波及び前記第 2 の誘導表面波の各々は、前記誘導表面導波路プローブからの距離の関数として指数関数的に減衰する場強度曲線を有する、請求項 1 3～請求項 1 5 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 1 7】

前記誘導表面導波路プローブは、

前記誘導表面導波路プローブから少なくとも第 1 のハンケル交差距離において第 1 の複素入射角を有する第 1 の結果として得られる場を生成し、前記第 1 のハンケル交差距離は、前記第 1 の周波数の少なくとも一部に基づき、

前記誘導表面導波路プローブから少なくとも第 2 のハンケル交差距離において第 2 の複素入射角を有する第 2 の結果として得られる場を生成し、前記第 2 のハンケル交差距離は、前記第 2 の周波数の少なくとも一部に基づく

請求項 1 3～請求項 1 6 のいずれか 1 項に記載のシステム。

【請求項 1 8】

各々異なる周波数を有する複数の信号によって損失性媒体上に配置された誘導表面導波路プローブを励起し、

前記損失性媒体において前記各々異なる周波数で複数の誘導表面波を発することによって、前記複数の誘導表面波の各々は、前記誘導表面導波路プローブからの距離の関数として指数関数的に減衰する場強度曲線を有する、

方法。

【請求項 1 9】

前記損失性媒体は、陸上媒体であり、

前記複数の誘導表面波は、大気媒体と前記陸上媒体との界面に沿って伝播する、

請求項 1 8 に記載の方法。

10

20

30

40

50

【請求項 20】

前記複数の誘導表面波は、同時に発せられる、請求項 18 又は請求項 19 に記載の方法。

【請求項 21】

前記誘導表面導波路プローブを励起することは、前記誘導表面導波路プローブから少なくとも各ハンケル交差距離において複素入射角を有する複数の結果として得られる場を生じ、

前記複数の結果として得られる場の各々は、前記複数の信号の各々に対応する、請求項 18～請求項 20 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 22】

前記誘導表面導波路プローブは、前記損失性導電性媒体に複素ブルースター角 (θ_i 、 θ_B) で入射する入射波面を合成する少なくとも 1 つの結果として得られる場を生成するように構成され、前記損失性導電性媒体の上で位置を上げて配置された帯電端子を備える、請求項 18～請求項 20 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 23】

前記誘導表面導波路プローブは、前記帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークを備え、

前記給電ネットワークは、前記誘導表面導波路プローブの近傍の前記損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 (θ_i 、 θ_B) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する、

請求項 22 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

[関連出願の相互参照]

本特許出願は、2014 年 9 月 11 日に提出された「損失性媒体における複数の周波数の誘導表面波の伝達」とタイトルが付された同時係属中の米国仮特許出願第 62/048,994 号及び 2015 年 9 月 8 日に提出された「損失性媒体における複数の周波数の誘導表面波の伝達」とタイトルが付された米国特許出願第 14/847,606 号の利益及びそれらの優先権を主張し、それらの全体が参照することによって本願明細書に組み込まれる。

【0002】

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

れ、出願番号第14／728, 492号が付された、「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。

【背景技術】

【0003】

一世紀以上にわたり、電波によって伝達される信号は、従来のアンテナ構造を使用して発せられる放射場を含んでいた。無線科学とは対照的に、前世紀における電力分配システムは、導電体に沿って誘導されるエネルギーの伝達を含んでいた。無線周波数(RF)と電力伝達との間の区別についてのこの知識が、1900年代初頭から存在していた。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本開示の実施形態は、例えば、誘導表面導波路プローブを励起することにより、陸上媒体などの損失性媒体の表面に沿って誘導表面波を介して複数の周波数でエネルギーを伝達するシステム及び方法に関する。

【課題を解決するための手段】

【0005】

1つの実施形態において、特に、システムは、誘導表面導波路プローブと、誘導表面導波路プローブに結合された複数の電源であって、複数の電源の個々の電源は、各々異なる周波数で誘導表面導波路プローブを励起するように構成され、誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体に沿って複数の誘導表面波を発するように調整され、複数の誘導表面波は、個々の電源の各々異なる周波数の誘導表面波を含む。いくつかの実施形態において、個々の電源は、誘導表面導波路プローブに直接結合される。いくつかの実施形態において、個々の電源は、表面導波路プローブに誘導結合される。いくつかの実施形態において、システムは、誘導表面導波路プローブと少なくとも1つの個別の電源との間に配置された、各々の絶縁要素を備える。いくつかの実施形態において、各々の絶縁要素は、アイソレータ、バンドパスフィルタ、方向性結合器、狭帯域結合器、サーキュレータ、又は増幅器を備える。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体の上で位置を上げて配置された帯電端子を備え、損失性導電性媒体に複素ブルースター角(θ_i, β)で入射する入射波面を合成する少なくとも1つの結果として得られる場を生成するように構成され、帯電端子は、複数の電源のうちの少なくとも1つによって励起される。いくつかの実施形態において、システムは、損失性媒体の上で、かつ帯電端子の下方に配置された補償端子を備え、帯電端子は、第1のタップにおいてコイルに結合され、補償端子は、スイッチング機構を介して可変である第2のタップにおいてコイルに結合される。いくつかの実施形態において、スイッチング機構は、コイルに沿って複数のタブに直接結合される複数の端子を備える。いくつかの実施形態において、第1のタップの位置又は第2のタップの位置のうちの少なくとも1つは、誘導表面導波路プローブの接地杭に関連付けられた電流測定値、接地パラメータ測定値、フィールド測定値、電源の各々によって供給される電力、又は負荷によって消費される電力のうち、少なくとも1つの少なくとも一部に基づいて調整可能である。いくつかの実施形態において、システムは、スイッチング機構の出力と補償端子との間に配置されたフィルタ機構を備え、フィルタ機構は、所定の周波数帯域外の周波数をフィルタリングするように構成されている。いくつかの実施形態において、システムは、帯電端子に電気的に結合された給電ネットワークを備え、給電ネットワークは、誘導表面導波路プローブの近傍の損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角(θ_i, β)と関連付けられたウェーブチルト角(Ψ)に整合する位相遅れ(Φ)を提供する。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、個々の電源によって励起されるように構成されたコイルに結合された帯電端子と、第1のタップにおいてコイルに結合された第1の補償プレートと、第2のタップにおいてコイルに結合された第2の補償プレートと、を備え、第1のタップは、複数の電源の第1の個々の電源に関連付けられた第1の各々異なる周波数の少なくとも一部に基づいて調

10

20

30

40

50

整され、第2のタップは、複数の電源の第2の個々の電源に関連付けられた第2の各々異なる周波数の少なくとも一部に基づいて調整される。

【0006】

他の実施形態において、システムは、損失性導電性媒体の上に位置を上げて配置された帯電端子と、帯電端子の下方に配置された補償端子と、帯電端子及び補償端子に結合され、かつ帯電端子に電圧を供給するように構成された、第1及び第2の給電ネットワークと、を備える誘導表面導波路プローブと、第1の給電ネットワークを介して帯電端子に結合され、第1の周波数で帯電端子を励起する第1の電源と、第2の給電ネットワークを介して帯電端子に結合され、第1の周波数とは異なる第2の周波数で帯電端子を励起する第2の電源と、を備え、誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体に沿って第1の周波数で第1の誘導表面波と、損失性導電性媒体に沿って第2の周波数で第2の誘導表面波とを同時に発するように調整される。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、さらに、第1のN-プレクサ及び第2のN-プレクサを備え、帯電端子は、第1のN-プレクサを介して第1の給電ネットワーク及び第2の給電ネットワークの両方に結合され、補償端子は、第2のN-プレクサを介して第1の給電ネットワーク及び第2の給電ネットワークに結合される。いくつかの実施形態において、補償端子は、第1の給電ネットワークに関連付けられた電流測定値、接地パラメータ測定値、又は第1の周波数に対応する第1のフィールド測定値のうち、少なくとも1つの少なくとも一部に基づいて補償端子の励起を変化させるように構成された第1のスイッチング機構装置を介して第1の給電ネットワークに結合され、補償端子は、第2の給電ネットワークに関連付けられた第2の電流測定値、接地パラメータ測定値、又は第2の周波数に対応する第2のフィールド測定値のうち、少なくとも一部に基づいて補償端子の励起を変化させるように構成された第2のスイッチング機構を介して第2の給電ネットワークに結合される。いくつかの実施形態において、第1の誘導表面波及び第2の誘導表面波の各々は、誘導表面導波路プローブからの距離の関数として指数関数的に減衰する場強度曲線を有する。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、誘導表面導波路プローブから少なくとも第1のハンケル交差距離において第1の複素入射角を有する第1の結果として得られる場を生成し、前記第1のハンケル交差距離は、第1の周波数に少なくとも部分的に基づき、誘導表面導波路プローブから少なくとも第2のハンケル交差距離において第2の複素入射角を有する第2の結果として得られる場とを生成し、前記第2のハンケル交差距離は、第2の周波数に少なくとも部分的に基づく。

【0007】

他の実施形態において、本方法は、各々異なる周波数を有する複数の信号によって損失性媒体上に配置された誘導表面導波路プローブを励起し、損失性媒体において各々異なる周波数で複数の誘導表面波を発することであって、複数の誘導表面波の各々は、誘導表面導波路プローブからの距離の関数として指数関数的に減衰する場強度曲線を有する。いくつかの実施形態において、損失性媒体は陸上媒体であり、複数の誘導表面波は、大気媒体と陸上媒体との界面に沿って伝播する。いくつかの実施形態において、複数の誘導表面波は、同時に発せられる。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブを励起することは、誘導表面導波路プローブから少なくとも各ハンケル交差距離において複素入射角を有する複数の結果として得られる場を生じ、複数の結果として得られる場の各々は、複数の信号の各々に対応する。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、損失性導電性媒体に複素ブルースター角 (θ_i, θ_B) で入射する入射波面を合成する少なくとも1つの結果として得られる場を生成するように構成された損失性導電性媒体の上で位置を上げて配置された帯電端子を備える。いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブは、帯電端子に電氣的に結合された給電ネットワークを備え、給電ネットワークは、誘導表面導波路プローブの近傍の損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 (θ_i, θ_B) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する。

【0008】

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

【0009】

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

【0010】

本開示の多くの態様が、以下の図面を参照することにより、よりよく理解され得る。各図面の要素は必ずしも正確な縮尺ではなく、本開示の原理を明確に示すことに主眼が置かれている。さらに、図面では、同様の参照符号は、いくつかの図を通して、対応する部品を示している。

【図面の簡単な説明】

【0011】

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

10

20

30

40

50

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

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

【図 1 5 A】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プローブの、帯電端子 T_1 の位相遅れ (Φ_U) の虚数部分と実数部分との例のプロットを含む図である。

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

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

10

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

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

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

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

20

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

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

【図 2 0 A】本開示の様々な実施形態にかかる様々な概略図の例を示し、図 2 0 A は、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブを表す概略図の例を示している。

【図 2 0 B】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面波受信構造を表す概略図の例を示している。

30

【図 2 0 C】本開示の様々な実施形態にかかる線形プローブを表す概略図の例を示している。

【図 2 0 D】本開示の様々な実施形態にかかる同調共振器を表す概略図の例を示している。

【図 2 0 E】本開示の様々な実施形態にかかる磁気コイルを表す概略図の例を示している。

【図 2 1】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

【図 2 2】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

40

【図 2 3】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

【図 2 4】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

【図 2 5】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

【図 2 6】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

【図 2 7】本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブの例を示す図である。

50

【発明を実施するための形態】

【0012】

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

【0013】

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

【0014】

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

【0015】

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

【0016】

誘導波と放射の伝播に各々対応する曲線103と106との形状が重要である。放射場の強度曲線106は、幾何学的に減少しており ($1/d$ 、ここで、 d は距離である)、このことは、対数-対数スケール上に直線で示されている。一方、誘導場の強度曲線103は、 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ の特徴的な指数関数的減衰を有し、対数-対数スケール上で特有の屈曲部109を示している。誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とは、点112で交差している。この交差は、交差距離において生じる。交差点112における交差

距離より短い距離においては、誘導電磁場の場の強度がほとんどの位置において放射電磁場の場の強度よりも著しく大きい。交差距離よりも長い距離においては、これとは反対になる。したがって、誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とはさらに、誘導電磁場と放射電磁場との間の根本的な伝播の差異を示している。誘導電磁場と放射電磁場との間の差異の簡単な説明については、Milligan, T., *Modern Antenna Design*, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp. 8-9を参照し、その全体を参照により本明細書に組み込む。

【0017】

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

【0018】

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

【0019】

「地上波」との用語と、「表面波」との用語とは、2つの明確に異なる物理的伝播現象を示す。表面波は、平面波スペクトルの離散成分を生じる特定の極から解析的に生じる。たとえば、Cullen, A. L. による「The Excitation of Plane Surface Waves」(*Proceedings of the IEE (British)*, Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235)を参照されたい。この文脈では、表面波は誘導表面波であると考えられている。表面波（Zenneck-Sommerfeldの誘導波の意味）は、物理的かつ数学的に、（無線放送においてよく知られる）地上波（Weyl-Norton- FCCの意味）と同じものではない。これら2つの伝播メカニズムは、複素平面上における固有値スペクトルの異なるタイプ（連続又は離散）の励起から生じる。誘導表面波の場の強度は、図1の曲線103によって示すように、距離とともに指数関数的に減衰する（これは、損失性導波路内の伝播に類似している）。また、球状に伝播し、固有値の連続値を有し、図1の曲線106によって示すように幾何学的に減少し、分枝切断積分に起因する、地上波の古典的なヘルツ放射とは対照的に、径方向の伝達線の伝播を示している。

「The Surface Wave in Radio Propagation o

ver Plane Earth」(Proceedings of the IRE, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219-229)及び「The Surface Wave in Radio Transmission」(Bell Laboratories Record, Vol. 15, June 1937, pp. 321-324)においてC. R. Burrowsにより試験的に示されたように、垂直アンテナは、地上波を放射するが、誘導表面波は発しない。

【0020】

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

【0021】

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

【0022】

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

【0023】

図2を参照すると、Jonathan Zenneckの文献のZenneck, J., 「On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy」, Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, pp. 846-866に説明されているように、1907年にJonathan Zenneckにより示されたマクスウェル方程式に対する境界値解を検討する際の伝播界面が示されている。図2は、領域1として特定された損失性導電性媒体と、領域2として特定された絶縁体との間の界面に沿って径方向に伝播する波のための円筒座標を示している。領域1は、たとえば、任意の損失性導電性媒体を含み得る。一実施例では、そのような損失性導電性媒体は、地球又は他の媒体などの陸上媒体を含み得る。領域2は、領域1と境界面を共有し、領域1とは異なる構成パラメ

10

20

30

40

50

ータを有する第2の媒体である。領域2は、たとえば、大気又は他の媒体などの任意の絶縁体を含み得る。そのような境界面の反射係数は、たとえば、複素ブルースター角における入射に関してのみゼロになる。Stratton, J. A., *Electromagnetic Theory*, McGraw-Hill, 1941, p. 516を参照されたい。

【0024】

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

10

【0025】

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

【数1】

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

20

(1)

【数2】

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

(2)

【数3】

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

30

(3)

【0026】

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

40

【数4】

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

(4)

【数 5】

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

(5)

【数 6】

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

10

(6)

【0027】

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

20

【0028】

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

【数 7】

$$u_2 = \frac{-jk_o}{\sqrt{1 + (\varepsilon_r - jx)}}$$

30

(7)

が与えられ、領域 1 において

【数 8】

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

(8)

が与えられる。

40

径方向の伝播定数 γ は、

【数 9】

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

(9)

によって与えられる。この式は、 n が、以下の式で与えられる複素屈折率である、複素

50

数表現である。

【数 1 0】

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

(1 0)

上述の方程式すべてにおいて、

【数 1 1】

$$\chi = \frac{\sigma_1}{\omega \varepsilon_0}$$

(1 1)

かつ

【数 1 2】

$$k_o = \omega \sqrt{\mu_o \varepsilon_o} = \frac{\lambda_o}{2\pi}$$

(1 2)

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

【0 0 2 9】

したがって、方程式 (1) ～ (3) は、円筒状に対称であり、径方向に伝播する導波モードであると見なすことができる。Barlow, H. M., 及び Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33 を参照されたい。本開示は、この「開境界」導波モードを励起する構造を詳述する。具体的には、様々な実施形態によれば、誘導表面導波路プローブには、電圧及び／又は電流が供給され、領域 2 と領域 1 との間の境界面に関して配置された、適切なサイズの帯電端子が設けられている。このことは、図 3 を参照することにより、よりよく理解されるであろう。図 3 は、損失性導電性媒体 2 0 3 によって与えられた平面に対して直角である垂直軸 z に沿って、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) 上に位置を上げて配置された帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プローブ 2 0 0 a の例を示している。損失性導電性媒体 2 0 3 は領域 1 を形成しており、第 2 の媒体 2 0 6 は領域 2 を形成し、境界面を損失性導電性媒体 2 0 3 と共有している。

【0 0 3 0】

一実施形態によれば、損失性導電性媒体 2 0 3 は、惑星である地球などの陸上媒体を含み得る。このために、そのような陸上媒体は、自然のものであるか人工のものであるかに関わらず、その上に含まれるすべての構造又は構成を含んでいる。たとえば、そのような陸上媒体は、我々の惑星を形成する、岩、土、砂、淡水、海水、木、植物などの自然の要素、及び他のすべての自然の要素を含み得る。さらに、そのような陸上媒体は、コンクリート、アスファルト、建築材料、及び他の人工の材料などの人工の要素を含み得る。他の

10

20

30

40

50

実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、自然に発生するか人工であるかに関わらず、地球とは別のいくつかの媒体を含み得る。他の実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、自動車、航空機、人工材料（合板、プラスチックシート、もしくは他の材料など）、又は他の媒体などの、人工の表面及び構造などの他の媒体を含み得る。

【0031】

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

【0032】

誘導表面導波路プローブ 200a は、励起源 212 を帯電端子 T_1 に、たとえば垂直供給線導体を介して結合する給電ネットワーク 209 を含んでいる。様々な実施形態によれば、電荷 Q_1 が帯電端子 T_1 に印加されて、特定の瞬間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、電場を合成する。電場（E）の入射角（ θ_i ）に応じて、電場を、領域 1 を含む損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させることが可能である。

【0033】

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

【数 13】

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

（13）

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

方程式（13）は、方程式（1）～（3）に特定された電場及び磁界が、境界面に沿っての径方向表面電流密度になる場合があることを示している。ここで、径方向表面電流密度は、以下の式によって特定することができる。

【数 14】

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

（14）

ここで、A は定数である。

さらに、誘導表面導波路プローブ 200（ $\rho \ll \lambda$ に関する）の近傍では、上の方程式（14）が以下のような振る舞いを示すことに留意されたい。

【数 15】

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

(15)

マイナス記号は、電源電流 (I_0) が、図3に示すように、垂直方向に上方に流れる場合、「近傍の (close-in)」接地電流が径方向内側に流れることを意味している。 H_ϕ の「近傍」に整合する場により、以下を導出することができる。

【数16】

$$A = -\frac{I_0 \gamma}{4} = -\frac{\omega q_1 \gamma}{4}$$

10

(16)

ここで、方程式(1)～(6)及び(14)において、 $q_1 = C_1 V_1$ である。したがって、方程式(14)の径方向表面電流密度は、以下のように言い換えることができる。

【数17】

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

20

(17)

方程式(1)～(6)及び(17)によって表される場は、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有している。Barlow, H. M., 及びBrown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5を参照されたい。

【0034】

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

30

【数18】

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jN_n(x)$$

(18)

及び

【数19】

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

40

(19)

これら関数は、径方向内側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(1)}$) と、径方向外側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(2)}$) とを各々示している。この規定は、 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ の関係に相似している。たとえば、Harrington, R. F., Time-Harmonic Fields, McGraw-Hill, 1961, pp. 460-463を参照されたい。

50

【0035】

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

【数20a】

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

10

(20a)

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

【数20b】

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

20

(20b)

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

【数21】

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

30

(21)

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

【0036】

したがって、ハンケル交差点を超えると、ハンケル関数の「遠方」表現が「近傍」表現を圧倒している。ハンケル交差点までの距離 (すなわち、ハンケル交差距離) は、方程式 (20b) 及び (21) を、 $-j\gamma\rho$ において等式で結び、これを R_x について解くことにより得ることができる。 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ では、遠方及び近傍のハンケル関数漸近線が周波数に依存しており、ハンケル交差点が、周波数が低下するに従い、外側に移動することを見て取ることができる。ハンケル関数の漸近線は、損失性導電性媒体の導電性 (σ) が変化するのに応じて変化する場合があることにも留意されたい。たとえば、土の導電性は、天候条件の変化に応じて変化し得る。

40

【0037】

図4を参照すると、動作周波数 1850 kHz における、導電性 $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ 、相対誘電率 $\epsilon_r = 15$ の領域1に関する、方程式 (20b) 及び (21) の一次

50

ハンケル関数の大きさのプロットの例が示されている。曲線 1 1 5 は、方程式 (2 0 b) の遠方の漸近線の大きさであり、曲線 1 1 8 は、方程式 (2 1) の近傍の漸近線の大きさである。ハンケル交差点 1 2 1 は、 $R_x = 54$ フィートの距離で生じている。大きさが等しい一方、ハンケル交差点 1 2 1 において、2つの漸近線間に位相のオフセットが存在している。ハンケル交差距離が、動作周波数の波長よりかなり小さいことも見て取ることができる。

【0038】

領域 2 における Z e n n e c k の閉形式の解の、方程式 (2) 及び (3) によって与えられた電場成分を考慮すると、 E_z と E_ρ との比は漸近的に、以下のように見取することができる。

10

【数 2 2】

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

(22)

ここで、 n は方程式 (10) の複素屈折率であり、 θ_i は電場の入射角である。さらに、方程式 (3) のモード整合電場の垂直成分は、漸近的に以下になる。

【数 2 3】

20

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

(23)

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

【0039】

30

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

【0040】

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

40

【0041】

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

【数 2 4】

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

(24)

ここで、球の直径は $2a$ であり、また、 $M = a / 2h$ であり、 h は球状端子の高さであ

50

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

【0042】

十分に絶縁された端子の場合では、導電性の球の自己容量は、 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a はメートル単位での球の半径である。ディスクの自己容量は、 $C = 8\epsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a は、メートル単位でのディスクの半径である。帯電端子 T_1 は、球、ディスク、円筒、円錐、トーラス、フード、1 つ又は複数のリング、又は、任意の他の無作為に選ばれた形状又は形状の組合せなどの任意の形状を含むことができる。帯電端子 T_1 の位置決めのために等価の球の直径を特定して、これを使用することができる。

10

【0043】

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

【0044】

次に図 5 A を参照すると、図 3 の帯電端子 T_1 上の高められた電荷 Q_1 によって生成された電場の光線光学的解釈が示されている。光学系のように、入射電場の反射を最小化することにより、損失性導電性媒体 203 の誘導表面導波モードに結合したエネルギーを増大及び／又は最大化することができる。

20

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

30

【数 25】

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

(25)

ここで、 θ_i は、表面法線に対して測定された通常の入射角である。

【0045】

図 5 A の例では、光線光学的解釈により、直角表面 (2) に対して測定された θ_i の入射角を有する入射面に平行に偏光された入射場が示されている。 $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ の場合には入射電場の反射は存在せず、したがって、入射電場は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿う誘導表面導波モードに完全に結合されている。

40

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

【数 2 6】

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

(26)

ここで、 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ である。この複素入射角 ($\theta_{i,B}$) は、ブルースター角と呼ばれる。再び方程式 (22) を参照すると、同じ複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$) の関係が、方程式 (22) と方程式 (26) との両方に存在することを見て取ることができる。

10

【0046】

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

【数 2 7】

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

20

(27)

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

【数 2 8 a】

$$E_\rho(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_i$$

(28a)

及び

30

【数 2 8 b】

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

(28b)

このことは、場の比が以下であることを意味している。

【数 2 9】

$$\frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_i} = \tan \psi_i$$

40

(29)

【0047】

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

【数 3 0 a】

$$W = \frac{E_\rho}{E_z} = |W|e^{j\Psi}$$

(3 0 a)

又は

【数 3 0 b】

$$\frac{1}{W} = \frac{E_z}{E_\rho} = \tan \theta_i = \frac{1}{|W|} e^{-j\Psi}$$

(3 0 b)

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

【 0 0 4 8 】

方程式（ 3 0 b ）を誘導表面波に適用すると、以下の式が与えられる。

【数 3 1】

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

(3 1)

複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）に等しい入射角では、方程式（ 2 5 ）のフレネルの反射係数は、以下に示すようにゼロになる。

【数 3 2】

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

(3 2)

方程式（ 2 2 ）の複素数の場の比を調整することにより、反射が低減されるか除去される複素角で入射するように入射場を合成することができる。この比を $n = \sqrt{(\varepsilon_r - jx)}$ として確立することにより、合成された電場が複素ブルースター角で入射する結果となり、反射はゼロになる。

【 0 0 4 9 】

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

10

20

30

40

【数 3 3】

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

(33)

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

10

【数 3 4】

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

(34)

ここで、 β_0 は、構造上を伝播する電流の伝播因子である。図 3 の例では、 I_C は、誘導表面導波路プロープ 200a の垂直構造に沿った分布電流である。

20

【0050】

たとえば、構造の底部の低損失コイル（たとえば螺旋コイル）、及び、コイルと帯電端子 T_1 との間に接続された垂直供給線導体を含む給電ネットワーク 209 を考慮する。コイル（又は螺旋遅れ線）に起因する位相遅れは、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、 l_c は物理的長さであり、以下は伝播因子である。

【数 3 5】

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

30

(35)

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

【0051】

さらに、垂直供給線導体の長さ l_w に沿う空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w l_w$ によって与えられ得る。ここで、 β_w は、垂直供給線導体に関する伝播位相定数である。いくつかの実施態様では、空間的位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w h_p$ によって近似してもよい。この理由は、誘導表面導波路プロープ 200a の物理的高さ h_p と、垂直供給線導体の長さ l_w との間の差が、供給周波数（ λ_0 ）において、波長よりもかなり小さいためである。結果として、コイルと垂直供給線導体とを通過しての総位相遅れは $\Phi = \theta_c + \theta_y$ であり、物理的構造の底部からコイルの頂部へと供給される電流は以下になる。

40

【数 3 6】

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

(36)

50

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

【数37】

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

(37)

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

10

【0052】

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

【数38】

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

20

(38)

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

【数39】

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

30

(39)

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

【数40】

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

40

(40)

物理的高さ（ h_p ）とハンケル交差距離（ R_x ）との両方が実量であるため、ハンケル交差距離（ R_x ）における所望の誘導表面ウェーブチルトの角度（ Ψ ）は、複素有効高さ（ h_{eff} ）の位相（ Φ ）に等しい。このことは、コイルの供給点における位相、そしてひいては、方程式（37）の位相シフトを変化させることにより、複素有効高さの位相 Φ

50

が、ハンケル交差点 1 2 1 における誘導表面導波モードのウェーブチルトの角度 Ψ に整合する ($\Phi = \Psi$) ように操作され得ることを示している。

【0053】

図 5 A では、直角三角形が、損失性導電性媒体表面に沿う長さ R_x の隣接する辺、及び、 R_x におけるハンケル交差点 1 2 1 と帯電端子 T_1 の中心との間に延びる光線 1 2 4 と、ハンケル交差点 1 2 1 と帯電端子 T_1 との間の損失性導電性媒体表面 1 2 7 と、の間で測定された複素ブルースター角 $\psi_{i, B}$ を有して示されている。物理的高さ h_p に位置し、適切な位相遅れ Φ を有する電荷で励起された帯電端子 T_1 により、結果として得られる電場は、ハンケル交差距離 R_x 及びブルースター角で損失性導電性媒体境界面に入射する。これら条件下で、誘導表面導波モードは、反射なしで、又は実質的に無視できる反射で励起され得る。

10

【0054】

帯電端子 T_1 の物理的高さを、有効高さ (h_{eff}) の位相シフト Φ を変化させることなく低減した場合、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 からの距離が減少された位置において、ブルースター角で損失性導電性媒体 2 0 3 と交差する電場が結果として得られる。図 6 は、帯電端子 T_1 の物理的高さを低減することが、電場がブルースター角において入射する距離に与える影響を図示している。高さが h_3 から h_2 を通して h_1 へと低減されるにつれて、電場がブルースター角で損失性導電性媒体 (たとえば、地球) と交差する点は、帯電端子の位置に近づくように移動する。しかし、方程式 (39) が示すように、帯電端子 T_1 の高さ H_1 (図 3) は、ハンケル関数の遠方成分を励起するために、物理的高さ (h_p) 以上であるものとする。帯電端子 T_1 が有効高さ (h_{eff}) 又はそれより高い位置に配置されている場合、損失性導電性媒体 2 0 3 は、図 5 A に示すように、ハンケル交差距離 (R_x) 1 2 1 において、又はこの距離を超えて、入射ブルースター角 ($\psi_{i, B} = (\pi/w) - \theta_{i, B}$) において照射され得る。帯電端子 T_1 上に拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、上述のように、帯電端子 T_1 の球の直径 (又は等価の球の直径) の少なくとも 4 倍であるものとする。

20

【0055】

誘導表面導波路プローブ 2 0 0 は、損失性導電性媒体 2 0 3 の表面に複素ブルースター角で照射する波に対応するウェーブチルトを有する電場を確立するように構成することができ、それにより、 R_x のハンケル交差点 1 2 1 における (又はそれを越える) 誘導表面波モードに実質的にモード整合させることにより、径方向表面電流を励起する。

30

【0056】

図 7 を参照すると、帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プローブ 2 0 0 b が図示されている。AC 源 2 1 2 は、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 b に、たとえば螺旋コイルなどのコイル 2 1 5 を備えた給電ネットワーク 2 0 9 (図 3) を通して結合した、帯電端子 T_1 のための励起源として作用する。他の実施態様では、AC 源 2 1 2 は、一次コイルを通してコイル 2 1 5 に誘導的に結合され得る。いくつかの実施形態では、AC 源 2 1 2 のコイル 2 1 5 への結合を向上及び/又は最大化するためにインピーダンス整合ネットワークを含めてもよい。

【0057】

40

図 7 に示すように、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 b は、損失性導電性媒体 2 0 3 によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された上方の帯電端子 T_1 (たとえば、高さ h_p の球) を含み得る。第 2 の媒体 2 0 6 は、損失性導電性媒体 2 0 3 の上に位置している。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_T を有している。動作時には、電荷 Q_1 が、所定の時間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、端子 T_1 に印加される。

【0058】

図 7 の例では、コイル 2 1 5 は、第 1 の端部で接地杭 2 1 8 に結合し、垂直供給線導体 2 2 1 を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図 7 に示すように、帯電端子 T_1 へのコイルの接続は、コイル 2 1 5 のタップ 2 2 4 を使用して調整され得る。コイル 2 1 5 は、コイル 2 1 5 の下方部分において、タップ 2 2 7 を通して AC 源

50

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

【0 0 5 9】

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

【数 4 1】

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

（4 1）

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

【数 4 2】

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\varepsilon_r - jx}) \quad 20$$

（4 2）

又は、図 5 A に示すように、その表面から、以下のように測定される。

【数 4 3】

$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B} \quad 30$$

（4 3）

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

【0 0 6 0】

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

【数 4 4】

$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B} \quad 40$$

（4 4）

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

【0 0 6 1】

帯電端子 T_1 が物理的高さ (h_p) 又はそれより上に位置していると、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 に接続する垂直供給線は、帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 の位相 (Φ) を、ウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) に整合するように調整され得る。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択してよい。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電又はスパークに繋がりが得る。

【0062】

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

【数 4 5】

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

(45)

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

【数 4 6】

$$\theta_c = \beta_p H = \frac{2\pi}{\lambda_p} H = \frac{2\pi}{V_f \lambda_o} H$$

(46)

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

【数 4 7】

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

(47)

【0063】

10

20

30

40

50

構造の空間的位相遅れ θ_y は、垂直供給線導体 2 2 1（図 7）の進行波の位相遅れを使用して特定することができる。理想地面上の円筒状の垂直導電体の静電容量は、以下のよう表すことができる。

【数 4 8】

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

10

（単位：ファラド）（4 8）

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

【数 4 9】

$$\theta_y = \beta_w h_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} h_w = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} h_w$$

20

（4 9）

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

【数 5 0】

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

30

（5 0）

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

【数 5 1】

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

40

（5 1）

方程式（5 1）は、単一ワイヤフィードに関する Z_w は周波数とともに変化することを暗示している。位相遅れは、静電容量及び特性インピーダンスに基づいて特定され得る。

【0 0 6 4】

50

図3に示すように、帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体203上に位置していると、給電ネットワーク209は、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトの角度(Ψ)に等しい複素有効高さ(h_{eff})の位相シフト(Φ)、すなわち $\Phi = \Psi$ で、帯電端子 T_1 を励起するように調整され得る。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で振動する電荷 Q_1 によって生じる電場は、損失性導電性媒体203の表面に沿って進行する誘導表面導波モードに結合される。たとえば、ブルースター角($\theta_{i,B}$)、垂直供給線導体221(図7)に関連付けられた位相遅れ(θ_y)、及びコイル215(図7)の構成が知られている場合、タップ224(図7)の位置は、帯電端子 T_1 に位相 $\Phi = \Psi$ で振動する電荷 Q_1 を印加するように決定及び調整され得る。タップ224の位置は、伝わっている表面波の誘導表面導波モードへの結合を最大化するように調整してもよい。タップ224の位置を越える余分なコイルの長さは、静電容量の影響を低減するために除去してもよい。螺旋コイルの垂直ワイヤ長さ及び／又は幾何学的パラメータも、様々な値を取るよう変化させてよい。

10

【0065】

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

20

【0066】

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

30

【0067】

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

40

【0068】

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

【数 5 2】

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

(5 2)

ここで、方程式 (1 2) に示すように、

【数 5 3】

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1$$

10

(5 3)

及び

【数 5 4】

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}$$

20

(5 4)

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

【0 0 6 9】

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

30

【0 0 7 0】

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

【数 5 5】

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o$$

40

(5 5)

及び

【数 5 6】

$$Z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}}$$

(5 6)

損失性の地球 1 3 3 では、伝播定数及び波固有のインピーダンスは以下のようになる。

10

【数 5 7】

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}$$

(5 7)

及び

【数 5 8】

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_e}$$

20

(5 8)

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

【数 5 9】

30

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

(5 9)

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

【数 6 0】

40

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

(6 0)

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

【0 0 7 1】

50

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

【数 6 1】

$$d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}$$

10

(6 1)

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

【0 0 7 2】

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

20

【0 0 7 3】

図 9 A 及び 9 B に示された等価の像平面モデルでは、 $\Phi = \theta_y + \theta_c$ は、地球 1 3 3（又は損失性導電性媒体 2 0 3）を規準とした誘導表面導波路プローブ 2 0 0 の、進行波の位相遅れである。 $\theta_c = \beta_p H$ は、角度で表される、物理長さ H の、（図 7 の）コイル 2 1 5 の電氣的長さである。 $\theta_y = \beta_w h_w$ は、角度で表される、物理長さ h_w の、（図 7 の）垂直供給線導体 2 2 1 の電氣的長さである。 $\theta_d = \beta_0 d/2$ は、像基底面 1 3 9 と、地球（1 3 3 又は損失性導電性媒体 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、オームで表される位置を上げて配置した垂直供給線導体 2 2 1 の特性インピーダンスであり、 Z_c は、オームで表されるコイル 2 1 5 の特性インピーダンスであり、 z_0 は、自由空間の特性インピーダンスである。

30

【0 0 7 4】

誘導表面導波路プローブ 2 0 0 のベースにおいては、構造内を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。負荷インピーダンスは以下のようにになる。

【数 6 2】

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T}$$

40

(6 2)

ここで、 C_T は、帯電端子 T_1 の自己容量であり、垂直供給線導体 2 2 1（図 7）を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 6 3】

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

50

(63)

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

【数64】

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

(64)

10

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

【数65】

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

20

(65)

ここで、 $Z_s = 0$ である。

【0075】

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

30

したがって、誘導表面導波路プローブ200内を「見上げる」物理的境界136におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体203内を「見下ろす」物理的境界136におけるインピーダンスの共役である。進行波の位相遅れ Φ を媒体のウェーブチルトの角度 Ψ に等しくなるように維持し、それにより $\Phi = \Psi$ としつつ、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L を調整する。このことが、損失性導電性媒体203 (たとえば地球) の表面に沿う、プローブの電場の、誘導表面導波モードへの結合を向上及び／又は最大化することにより、図9A及び9Bの等価の像平面モデルが、像基底面139に関して共振するように同調され得る。この方式で、等価の複素像平面のモデルのインピーダンスは純粋に抵抗性であり、これにより、電圧及び、端子 T_1 上で位置を上げて配置した電荷を最大化するプローブ構造上の重ね合わせられた定常波が維持される。また、方程式(1)～(3)及び(16)により、伝播する表面波が最大化される。

40

【0076】

ハンケル解から、誘導表面導波路プローブ200によって励起された誘導表面波は、外側に伝播する進行波であることが導かれる。帯電端子 T_1 と、誘導表面導波路プローブ200の接地杭218 (図3及び7) との間の給電ネットワーク209に沿う供給源の分布は、実際に、構造上の進行波と定常波の重ね合わせで構成されている。帯電端子 T_1 が物理的高さ h_p 又はその上に位置していると、給電ネットワーク209を通して移動する進行波の位相遅れは、損失性導電性媒体203に関連付けられたウェーブチルトの角度に整合している。このモード整合により、進行波が損失性導電性媒体203に沿って発せられ

50

ることを可能にしている。位相遅れが進行波に関して確立されると、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L が、プローブ構造を、 $-d/2$ の複素深さにある像基底面（図3の130又は図8の139）に対して定常波共振するように調整される。その場合、像基底面から見られるインピーダンスは、リアクタンスがゼロであり、帯電端子 T_1 の電荷が最大化される。

【0077】

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

【0078】

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

【0079】

図10を参照すると、誘導表面導波路プローブ200（図3及び7）を調整して、損失性導電性媒体203（図3）の面に沿う誘導表面進行波を発する、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート150が示されている。最初に、153において、誘導表面導波路プローブ200の帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体203上の規定の高さに配置される。損失性導電性媒体203の特性と、誘導表面導波路プローブ200の動作周波数を利用して、ハンケル交差距離も、図4に示すように、方程式（20b）及び（21）の大きさを $-j\gamma\rho$ に関して等しくし、 R_x に関して解くことによって見出され得る。複素屈折率（ n ）は、方程式（41）を使用して特定することができ、また、複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）は次いで、方程式（42）から特定することができる。帯電端子 T_1 の物理的高さ（ h_p ）は次いで、方程式（44）から特定され得る。帯電端子 T_1 は、ハンケル関数の遠方の要素を励起するために、物理的高さ（ h_p ）以上にあるものとする。この高さの関係は、表面波を発する際に最初に考慮される。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、帯電端子 T_1 の球の直径（又は等価の球の直径）の少なくとも4倍の物理的高さであるものとする。

【0080】

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

【数 6 6】

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

(66)

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

10

【0081】

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

20

【0082】

コイル215の調整されたパラメータ及び垂直供給線導体221の長さに基づき、速度因子、位相遅れ、ならびに、コイル215のインピーダンス及び垂直供給線導体221が、方程式（45）～（51）を使用して特定され得る。さらに、帯電端子 T_1 の自己容量（ C_T ）は、たとえば、方程式（24）を使用して特定され得る。コイル215の伝播因子（ β_p ）は、方程式（35）を使用して特定され得、垂直供給線導体221のための伝播位相定数（ β_w ）は、方程式（49）を使用して特定され得る。コイル215及び垂直供給線導体221の自己容量及び特定された値を使用して、コイル215を「見上げる」ように見られる誘導表面導波路プローブ200のインピーダンス（ Z_{base} ）は、方程式（62）、（63）、及び（64）を使用して特定され得る。

30

【0083】

誘導表面導波路プローブ200の等価の像平面モデルは、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の共振要素 X_{in} をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in}$ であるように、負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、共振するように同調し得る。したがって、誘導表面導波路プローブ200内を「見上げる」物理的境界136におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体203内を「見下ろす」物理的境界136におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量（ C_T ）を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面139（又は130）に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_L を同調させるために反復法を用いてもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体203（たとえば、地球）の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

40

【0084】

このことは、複数の例の場合を説明することによってよりよく理解されるであろう。帯電端子 T_1 が頂部にある、物理的高さ h_p の、頂部に負荷された垂直スタッドを備えた誘

50

導表面導波路プローブ200を考慮する。ここで、帯電端子 T_1 は、螺旋コイル及び垂直供給線導体を通して、 1.85 MHz の動作周波数(f_0)で励起される。 16 フィートの高さ(H_1)、ならびに、 $\epsilon_r = 15$ の相対誘電率及び $\sigma_1 = 0.010\text{ mhos/m}$ の導電性を有する損失性導電性媒体203(たとえば、地球)により、いくつかの表面波伝播パラメータが、 $f_0 = 1.85\text{ MHz}$ に関して計算され得る。これら条件下で、ハンケル交差距離が、物理的高さ $h_p = 5.5$ フィートにおいて $R_x = 54.5$ フィートであることが分かる。このことは、帯電端子 T_1 の実際の高さより十分に下にある。 $H_1 = 5.5$ フィートの帯電端子の高さが使用されてきたが、より高いプローブ構造が拘束静電容量を低減し、帯電端子 T_1 の自由電荷のより高いパーセンテージを許容し、より高い場の強度及び、進行波の励起を提供してきた。

10

【0085】

波長は以下のように特定され得る。

【数67】

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{ meters}$$

(67)

ここで、 c は光速である。複素屈折率は、方程式(41)から、以下のようになる。

20

【数68】

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx} = 7.529 - j 6.546$$

(68)

ここで、 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_0$ は、 $\omega = 2\pi f_0$ である。また、複素ブルースター角は、方程式(42)から、以下のようになる。

【数69】

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

30

(69)

方程式(66)を使用すると、ウェーブチルトの値は、以下のように特定され得る。

【数70】

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

(70)

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

40

【0086】

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

【数71】

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

50

(71)

方程式(49)から、垂直供給線導体の位相遅れは、以下のようになる。

【数72】

$$\theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p = 11.640^\circ$$

(72)

螺旋コイルの位相遅れを $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ となるように調整することにより、 Φ は Ψ と等しくなって、誘導表面導波モードに整合する。 Φ と Ψ との間の関係を説明するために、図11は、周波数領域上の Φ と Ψ との両方のプロットを示している。 Φ と Ψ との両方が周波数依存であるため、 Φ と Ψ とのそれぞれの曲線が、約 1.85 MHz において相互に交差していることを見取することができる。

【0087】

0.0881 インチの導電体直径、30 インチのコイルの直径 (D)、及び、4 インチの巻回間の間隔 (s) の螺旋コイルに関して、コイルに関する速度因子は、方程式(45)を使用して以下のように特定され得る。

【数73】

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

20

(73)

伝播因子は、方程式(35)から、以下のようになる。

【数74】

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

30

(74)

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

【数75】

$$H = \frac{\theta_c}{\beta_p} = 35.2732 \text{ inches}$$

40

(75)

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

【0088】

コイル及び垂直供給線導体の進行波位相遅れが、ウェーブチルトの角度に整合するように調整されていることで ($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$)、帯電端子 T₁ の負荷インピーダンス (

50

Z_L) は、誘導表面波プローブ 200 の等価の像平面モデルの定常波共振に関して調整され得る。測定された地球の誘電率、導電性、及び透磁性から、径方向伝播定数が、方程式 (57) を使用して特定され得る。

【数 76】

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

(76)

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

【数 77】

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

(77)

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

【数 78】

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

(78)

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

【数 79】

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

(79)

【0089】

損失性導電性媒体 203 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、誘導表面波プローブ 200 を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) と整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。このことは、コイル及び垂直供給線導体の進行波位相遅れを変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、達成され得る。たとえば、帯電端子静電容量 (C_T) を 61.8126 pF に調整することにより、方程式 (62) からの負荷インピーダンスは以下のようになる。

【数 80】

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j 1392 \text{ ohms}$$

(80)

また、境界における無効分は整合される。

【0090】

方程式 (51) を使用して、垂直供給線導体 (0.27 インチの直径 (2a) を有する) のインピーダンスは、以下のように与えられる。

10

20

30

40

【数 8 1】

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

(8 1)

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

【数 8 2】

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

10

(8 2)

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

【数 8 3】

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

20

(8 3)

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

【数 8 4】

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

(8 4)

方程式 (7 9) の解と比べると、無効分が、逆であるとともにほぼ等しく、したがって、相互に共役であることを見て取ることができる。したがって、完全導電性の像基底面からの、図 9 A 及び 9 B の等価の像平面モデルを「見上げる」ように見られるインピーダンス (Z_{ip}) は、もっぱら抵抗性であるか、 $Z_{ip} = R + j 0$ である。

【0 0 9 1】

誘導表面導波路プローブ 2 0 0 (図 3) によって提供される電場が、給電ネットワークの進行波位相遅れをウェーブチルトの角度に整合させることによって確立され、また、プローブ構造が複素深さ $z = -d/2$ において完全導電性の像基底面に対して共振された場合、場は、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに、実質的にモード整合しており、誘導表面進行波は、損失性導電性媒体の表面に沿って発せられる。図 1 に示すように、誘導電磁場の誘導場の強度曲線 1 0 3 は、 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ の特徴的指数関数的減衰を有し、対数-対数スケール上に特有の屈曲部 1 0 9 を示している

40

【0 0 9 2】

まとめると、解析的かつ試験的に、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 の構造上の進行波成分が、その上方の端子において、表面進行波のウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を有している ($\Phi = \Psi$)。この条件下では、表面導波路は、「モード整合した」と見なすことができる。さらに、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 の構造上の共振定常波の要素は、帯電端子 T_1 における V_{MAX} と、下の像平面 1 3 9 (図 8 B) における V_{MIN} を有している。ここで、損失性導電性媒体 2 0 3 (図 8 B) の物理的境界 1 3 6 における接続部においてではなく、 $z = -d/2$ の複素深さにおいて、 $Z_{ip} = R_{ip} + j$

50

0である。最後に、帯電端子 T_1 は、複素ブルースター角における損失性導電性媒体203上への電磁波の入射が、ある距離においてそれほど離れていない($\geq R_x$)ように、図3の十分な高さ H_1 ($h \geq R_x \tan \psi_{i,B}$)を有している。ここでは、 $1/\sqrt{r}$ の項が優勢である。受信回路は、無線伝達及び／又は電力搬送システムを促進するために、1つ又は複数の誘導表面導波路プローブとともに利用され得る。

【0093】

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

【0094】

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

【0095】

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

【0096】

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

【0097】

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

【0098】

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

【0099】

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

【0100】

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

10

【0101】

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

20

【0102】

誘導表面導波路プローブ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を含んでいる。様々な実施形態によれば、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、各々の帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに印加され得る。 I_1 は、端子リードを介して帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、端子リードを介して補償端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。

【0103】

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

30

【0104】

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

40

【0105】

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

50

【数 8 5】

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

(85)

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

10

【数 8 6】

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

(86)

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

【0106】

方程式 (85) 又は (86) は、ハンケル交差距離における所望のウェーブチルトを得るために、下方の補償端子 T_2 のディスクの物理的高さ、及び、端子に供給する位相角度を特定するのに使用され得る。たとえば、方程式 (86) は、以下を与えるように、補償端子の高さ (h_d) の関数として帯電端子 T_1 に印加される位相シフトとして書き直すことができる。

20

【数 8 7】

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

(87)

30

【0107】

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

【数 8 8】

$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}$$

40

(88)

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

【0108】

これらの概念は、誘導表面導波路プローブの例をとって議論する場合に、よりよく理解されるであろう。図 14 を参照すると、損失性導電性媒体 203 によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された、上方の帯電端子 T_1 (たとえば、高

50

さ h_T における球) と、下方の補償端子 T_2 (たとえば、高さ h_d のディスク) を含む誘導表面導波路プローブ 200d の例が図示されている。動作時には、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに各々印加される。

【0109】

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

【0110】

図 14 の例では、コイル 215 は、第 1 の端部で接地杭 218 に結合し、第 2 の端部において垂直供給線導体 221 を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図 14 に示すように、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 215 の第 2 の端部において、タップ 224 を使用して調整され得る。コイル 215 は、コイル 215 の下方部分において、タップ 227 を通して AC 源 212 によって動作周波数で通電され得る。他の実施態様では、AC 源 212 は、一次コイルを通してコイル 215 に誘導的に結合され得る。補償端子 T_2 は、コイル 215 に結合したタップ 233 を通して給電される。コイル 215 と接地杭 218 との間に位置する電流計 236 は、誘導表面導波路プローブ 200d の基における電流の大きさの表示を提供するのに使用され得る。代替的には、電流の大きさの表示を得るために、電流固定が、接地杭 218 に結合した導電体周りで使用することができる。補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203 (たとえば、地面) 上に、損失性導電性媒体 203 とほぼ水平に配置されている。

【0111】

図 14 の例では、帯電端子 T_1 との接続部は、コイル 215 上の、補償端子 T_2 のためのタップ 233 の接続ポイントの上に位置している。そのような調整により、増大した電圧 (そしてひいては、より高い電荷 Q_1) を上方の帯電端子 T_1 に印加することが可能である。他の実施形態では、帯電端子 T_1 の接続点と補償端子 T_2 の接続点とが逆になり得る。誘導表面導波路プローブ 200d の総有効高さ (h_{TE}) を、ハンケル交差距離 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように調整することが可能である。ハンケル交差距離も、方程式 (20b) 及び (21) の大きさを $-j\gamma\rho$ に関して等しくし、図 4 によって示されるように、 R_x に関して解くことによって見出され得る。屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ 及び $\psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\psi}$)、ならびに複素有効高さ ($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$) は、上の方程式 (41) ~ (44) に関して記載したように特定され得る。

【0112】

選択された帯電端子 T_1 の構成では、球の直径 (又は有効な球の直径) が特定され得る。たとえば、帯電端子 T_1 が球として構成されていない場合、端子の構成は、有効な球の直径を有する球状の静電容量としてモデル化することができる。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択され得る。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気

のイオン化は、帯電端子の周囲での放電又はスパークに繋がり得る。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷の量を低減するために、誘導表面波を発するための帯電端子 T_1 に自由電荷を提供する所望の高さは、損失性導電性媒体（たとえば、地球）上の、有効な球の直径の少なくとも 4～5 倍であるものとする。補償端子 T_2 は、 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように、誘導表面導波路プロップ 200 d の総有効高さ (h_{TE}) を調整するために使用され得る。補償端子 T_2 は、 $h_d = h_T - h_p$ で帯電端子 T_1 の下に配置され得る。ここで、 h_T は、帯電端子 T_1 の総物理的高さである。補償端子 T_2 の位置が固定され、位相遅れ Φ_U が上方の帯電端子 T_1 に印加されると、下方の補償端子 T_2 に印加される位相遅れ Φ_L が、以下のように、方程式 (86) の関係を使用して特定され得る。

10

【数 89】

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

(89)

代替的实施形態では、補償端子 T_2 は、高さ h_d に配置され得る。ここで、 $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$ である。このことは、 Φ_U の実数部分と虚数部分とのそれぞれのプロット 172 とプロット 175 とを示す図 15 A に図示されている。補償端子 T_2 は、プロット 172 に図示するように、高さ h_d に配置されている。ここで、 $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$ である。この固定された高さでは、コイルの位相 Φ_U は、プロット 175 に図示するように、 $\text{Re}\{\Phi_U\}$ から特定され得る。

20

【0113】

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

30

【0114】

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

40

【0115】

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

50

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

【0116】

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

【0117】

他の実施態様では、コイル 215 からの電圧 V_2 は、帯電端子 T_1 に印加することができ、タップ 233 の位置は、総有効高さ (h_{TE}) の位相 (Φ) が、 R_x における誘導表面ウェーブチルトの角度 (Ψ) にほぼ等しくなるように調整され得る。コイルのタップ 224 の位置は、この動作点に達するまで調整され得、電流計 236 を通る接地電流が最大点に実質的に到達する結果となる。結果として得られる場合は、損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードにほぼモード整合しており、誘導表面波は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って発せられる。このことは、誘導表面導波路プローブ 200 から延びる放射線に沿って場の強度を測定することにより、証明され得る。システムは、AC 源 212 に関するタップ 227 の位置を、コイル 215 上の 50Ω の点になるように繰返し調整することと、タップ 224 及び／又はタップ 233 の位置を、電流計 236 を通る接地電流を最大化するように調整することとにより、結合を向上させるようにさらに調整することができる。

【0118】

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

【0119】

たとえば導電性測定プローブ、誘電率センサ、接地パラメータメータ、フィールドメータ、電流モニタ、及び／又は負荷受信機などの設備が、動作条件の変化について監視し、現在の動作条件に関する情報をプローブ制御システム 230 に提供するために使用され得る。プローブ制御システム 230 はこのため、誘導表面導波路プローブ 200 に関する特定の動作条件を維持するために、誘導表面導波路プローブ 200 に 1 つ又は複数の調整を

10

20

30

40

50

行うことができる。たとえば、湿度及び温度が変化するにつれて、土の導電性も変化する。導電性測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ200周りの複数の位置に配置されてもよい。概して、動作周波数に関するハンケル交差距離 R_x 、又はその上の導電性及び／又は誘電率を監視することが望ましい。導電性測定プローブ及び／又は誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ200周りの複数の位置（たとえば、各象限）に配置されてもよい。

【0120】

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

【0121】

帯電端子 T_1 及び／又は帯電端子 T_2 は、電荷を保持することが可能である導電性の物質を含んでいる。この物質は、実際に可能な範囲で最大限の電荷を保持するようなサイズとすることができる。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_1 を有しており、帯電端子 T_2 は、自己容量 C_2 を有している。これら自己容量は、たとえば方程式(24)を使用して特定され得る。帯電端子 T_2 の直上の帯電端子 T_1 の配置により、相互静電容量 C_M が帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間に形成される。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とは同一である必要はないが、各々が別々のサイズ及び形状を有してよく、異なる導電性材料を含み得ることに留意されたい。最終的に、誘導表面導波路プローブ200eによって発せられる誘導表面波の場の強度は、端子 T_1 の電荷の量に正比例している。電荷 Q_1 は、このため、 $Q_1 = C_1 V$ であることから、帯電端子 T_1 に関連付けられた自己容量 C_1 に比例している。ここで、 V は帯電端子 T_1 に印加される電圧である。

【0122】

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

【0123】

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

近傍($\rho < \lambda/8$):

【数90】

$$J_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1 + I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1) + E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}$$

及び

遠方 ($\rho \gg \lambda / 8$) :

【数 9 1】

$$J_{\rho}(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}$$

(9 1)

ここで、 I_1 は、第 1 の帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、第 2 の帯電端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。上方の帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって特定される。ここで、 C_1 は帯電端子 T_1 の絶縁静電容量である。ここで、 $E_{\rho} Q_1 / Z_{\rho}$ によって与えられる、上に説明した J_1 のための第 3 の要素が存在することに留意されたい。これは、Leontovich 境界条件からくる、第 1 の帯電端子 Q_1 の位置を上げて配置した振動電荷の準静的場によってポンピングされる損失性導電性媒体 203 の放射電流に由来するものである。 $Z_{\rho} = j\omega\mu_0 / \gamma_e$ の量は、損失性導電性媒体の放射インピーダンスであり、ここで、 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1)^{1/2}$ である。

【0 1 2 4】

方程式 (9 0) と (9 1) とによって説明した放射電流の近傍と遠方とを示す漸近線は複素数である。様々な実施形態によれば、物理表面電流 $J(\rho)$ は、大きさ及び位相が電流の漸近線にできる限り近くに整合するように合成される。すなわち、近傍の $|J(\rho)|$ は、 $|J_1|$ の正接になり、遠方の $|J(\rho)|$ は、 $|J_2|$ の正接になる。やはり、様々な実施形態によれば、 $J(\rho)$ の位相は、遠方の J_2 の位相に対する近傍の J_1 の位相からの遷移であるものとする。

【0 1 2 5】

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

【数 9 2】

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

(9 2)

この方程式は方程式 (1 7) と一致していることに留意されたい。マクスウェル方程式により、 $J(\rho)$ などの表面電流が自動的に、以下に適合する場を自動的に形成する。

【数 9 3】

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

(9 3)

10

20

30

40

【数 9 4】

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

(9 4)

及び

【数 9 5】

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

10

(9 5)

したがって、整合されることになる誘導表面波モードに関する、遠方の表面電流 $|J_2|$ の位相と、近傍の表面電流 $|J_1|$ との間の位相差は、方程式 (1) ~ (3) と一致している方程式 (9 3) ~ (9 5) にハンケル関数の特性に基づいている。方程式 (1) ~ (6) 及び (1 7)、ならびに方程式 (9 2) ~ (9 5) によって表される場が、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有していることを確認することは重要である。

20

【0 1 2 6】

所与の位置における誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e の所与の設計に関する適切な電圧の大きさ及び位相を得るために、反復法を使用することができる。具体的には、端子 T_1 及び端子 T_2 への供給電流、帯電端子 T_1 及び帯電端子 T_2 の電荷、及び、それらの損失性導電性媒体 2 0 3 における鏡像を考慮して、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e の所与の励起及び構成について分析を行い、発生した径方向表面電流密度を特定することができる。このプロセスを、所与の誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e に関する最適な構成及び励起が所望のパラメータに基づいて特定されるまで繰返し実施することができる。所与の誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e が最適なレベルで動作しているかどうかの特定を補助するために、誘導場の強度曲線 1 0 3 (図 1) は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e の位置における領域 1 の導電性 (σ_1) 及び領域 1 の誘電率 (ϵ_1) に関する値に基づき、方程式 (1) ~ (1 2) を使用して生成することができる。そのような誘導場の強度曲線 1 0 3 は、測定された場の強度を、誘導場の強度曲線 1 0 3 によって示された大きさと比較することにより最適な伝達が達成されているかを判定することを可能とし、動作に関する基準を提供し得る。

30

【0 1 2 7】

最適な条件に達するために、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e に関連付けられた様々なパラメータを調整することができる。誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e を調整するよう変化させることができるパラメータの 1 つは、損失性導電性媒体 2 0 3 の表面に対する、帯電端子 T_1 及び／又は帯電端子 T_2 の一方又は両方の高さである。さらに、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間の距離又は間隔も調整することができる。そのようにする場合、帯電端子 T_1 及び帯電端子 T_2 と、損失性導電性媒体 2 0 3 との間の相互静電容量 C_M 又は任意の拘束静電容量を、最小化する別様に変更できることが分かる。帯電端子 T_1 及び／又は帯電端子 T_2 の各々のサイズも、調整され得る。帯電端子 T_1 及び／又は帯電端子 T_2 のサイズを変化させることにより、各々の自己容量 C_1 及び／又は自己容量 C_2 、ならびに相互静電容量 C_M を変更できることが分かる。

40

【0 1 2 8】

さらにまた、調整可能である別のパラメータは、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 e に関連付けられた給電ネットワーク 2 0 9 である。このことは、給電ネットワーク 2 0 9 を形

50

成する誘導的及び／又は静電容量のリアクタンスのサイズを調整することにより、達成することができる。たとえば、そのような誘導的リアクタンスがコイルを備えている場合、そのようなコイルの巻き数を調整することができる。最終的に、給電ネットワーク 209 に対する調整は、給電ネットワーク 209 の電氣的長さを変更し、それにより、帯電端子 T_1 及び T_2 の電圧の大きさ及び位相に影響するために行われ得る。

【0129】

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

【0130】

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

【0131】

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

【0132】

誘導表面導波路プローブ 200f は、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との各々に結合された一対のリードを有するコイル L_{1a} を備えている誘導インピーダンスを備えた給電ネットワーク 209 を含んでいる。一実施形態では、コイル L_{1a} は、誘導表面導波路プローブ 200f の動作周波数における波長の 2 分の 1 ($1/2$) の電氣的長さを有するように

【0133】

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

表面導波路プローブ 200 f の動作周波数における波長の 1 / 2 より著しく小さいか大きい電氣的長さを有するように設定することができる。

【0134】

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

【0135】

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

【0136】

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

【0137】

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

【数 96】

$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl$$

(96)

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

【0138】

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

【0139】

図 18 B を参照すると、誘導表面波のウェーブチルトに等しい位相シフトを保持する接

地電流励起コイル306aは、損失性導電性媒体203上に位置を上げて配置した（又はつるした）帯電端子 T_R を含んでいる。帯電端子 T_R は、自己容量 C_R を有している。さらに、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体203との間にも、損失性導電性媒体203上の帯電端子 T_R の高さに基づき、拘束静電容量（図示せず）が存在する場合がある。拘束静電容量は、好ましくは、実際に可能である限り最小化されるものとする。しかし、このことは、すべての場合において全体的に必要なではない場合がある。

【0140】

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

【0141】

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

【0142】

別個の要素のコイル L_R によって与えられる誘導リアクタンスは、 $j\omega L$ として計算することができる。ここで、 L は、コイル L_R の集中素子としてのインダクタンスである。コイル L_R が分布素子である場合、その等価の端子点の誘導リアクタンスを、従来の手法によって特定することができる。構造306aを同調させるために、動作周波数において表面導波路にモード整合させる目的のために、位相遅れがウェーブチルトに等しくなるように調整することになる。この条件下では、受信構造は、表面導波路と「モード整合した」と見なしてよい。構造及び／又はインピーダンス整合ネットワーク324周りのトランスのリンクは、電力を負荷に繋げるために、プローブと電氣的負荷327との間に挿入することができる。インピーダンス整合ネットワーク324をプローブ端子321と電氣的負荷327との間に挿入することは、電氣的負荷327への最大電力の伝達のための共役整合した条件に影響し得る。

【0143】

動作周波数における表面電流が存在する中に置かれると、電力は、表面誘導波から電氣的負荷327に送られる。このために、電氣的負荷327は、磁気結合、静電容量結合、又は導電性（直接タップによる）結合により、構造306aに結合することができる。結合ネットワークの要素は、集中素子であるか分布素子としてよいことが分かる。

【0144】

図18Bに示す実施形態では、磁気結合が採用されている。ここでは、コイル L_S が、トランス一次コイルとして作用するコイル L_R に対する二次コイルとして配置されている。コイル L_S は、同じコア構造周りにコイルを幾何学的に巻くこと、及び、結合した磁束を調整することにより、コイル L_R にリンク結合することができる。さらに、受信構造306aが連続同調共振器を備えているが、並列同調共振器又は、適切な位相遅れを有する分布要素共振器さえも、やはり使用することができる。

【0145】

電磁場に浸されている受信構造が、場からのエネルギーと結合する場合があるが、極性が整合した構造が、結合を最大化することにより、最もよく作用することが分かる。ここでは、導波モードへのプローブ結合に関する従来のルールが見られる。たとえば、 TE_{20} （横方向電気モード）導波路プローブが、 TE_{20} モードで励起された従来の導波路からエネルギーを抽出するのに最適である場合がある。同様に、これら場合では、モード整合し、位相整合した受信構造は、表面で誘導波からの電力を結合するために最適化され得る。損失性導電性媒体203の表面上の、誘導表面導波路プローブ200によって励起された誘導表面波は、開いた導波路の導波モードと見なされ得る。導波路の損失を除き、電源のエネルギーが完全に回復され得る。有用な受信構造は、E場結合されたか、H場結合されたか、表面電流が励起される場合がある。

10

【0146】

受信構造は、受信構造の近くでの損失性導電性媒体203の局所的特性に基づいて、誘導表面波との結合を増大するか最大化するように調整され得る。これを達成するために、受信構造の位相遅れ（ Φ ）は、受信構造における表面進行波のウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合するように調整され得る。適切に構成された場合、受信構造は、複素深さ $z = -d/2$ における完全導電性の像基底面と共振するよう同調させることができる。

【0147】

たとえば、図18Bの同調共振器306aを備え、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受信構造を考慮する。帯電端子 T_R が、損失性導電性媒体203の上の規定の高さに位置していると、コイル L_R 及び垂直供給線の総位相シフト Φ は、同調共振器306aの位置におけるウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合し得る。方程式（22）から、ウェーブチルトが漸近的に以下となることを見て取ることができる。

20

【数97】

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

30

(97)

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

【0148】

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

40

【数98】

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

50

(98)

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

10

【0149】

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

【0150】

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

【数99】

20

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

(99)

ここで、 $\beta_0 = \omega \sqrt{(\mu_0 \epsilon_0)}$ である。地球上の垂直に偏光された供給源に関して、複素像平面の深さは以下によって与えられ得る。

【数100】

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

30

(100)

ここで、 μ_1 は損失性導電性媒体 203 の透磁性であり、 $\epsilon_1 = \epsilon_r \epsilon_0$ である。

【0151】

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

40

【数101】

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}$$

(101)

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

【数 1 0 2】

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

(1 0 2)

また、同調共振器 3 0 6 a のコイル L_R を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 1 0 3】

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

10

(1 0 3)

損失性導電性媒体 2 0 3 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、同調共振器 3 0 6 a を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) に整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。

【 0 1 5 2】

次に図 1 8 C を参照すると、受信構造の頂部に帯電端子 T_R を含まない同調共振器 3 0 6 b の例が示されている。この実施形態では、同調共振器 3 0 6 b は、コイル L_R と帯電端子 T_R との間に結合した垂直供給線を含んでいない。したがって、同調共振器 3 0 6 b の総位相シフト (Φ) は、コイル L_R を通しての位相遅れ (θ_c) のみを含んでいる。図 1 8 B の同調共振器 3 0 6 a のように、コイルの位相遅れ θ_c は、方程式 (9 7) から特定されたウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合するように調整され得、これにより、 $\Phi = \Psi$ との結果となる。電力の抽出が表面導波モードに結合した受信構造で可能であるが、帯電端子 T_R によって提供された可変無効負荷なしでは、誘導表面波との結合を最大化するように受信構造を調整することは困難である。

20

【 0 1 5 3】

図 1 8 D を参照すると、受信構造を調整して、損失性導電性媒体 2 0 3 の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート 1 8 0 が示されている。1 8 1 で始まり、受信構造が帯電端子 T_R を含んでいる（たとえば、図 1 8 B の同調共振器 3 0 6 a の受信構造）場合、1 8 4 において、帯電端子 T_R が損失性導電性媒体 2 0 3 上の規定の高さに配置される。表面誘導波が誘導表面導波路プローブ 2 0 0 によって確立されているため、帯電端子 T_R の物理的高さ (h_p) は、有効高さの物理的高さより下とすることができる。物理的高さは、帯電端子 T_R の拘束された電荷を低減するか最小化するように選択することができる（たとえば、帯電端子の球の直径の 4 倍）。受信構造が帯電端子 T_R を含んでいない（たとえば、図 1 8 C の同調共振器 3 0 6 b の受信構造）場合、フローは 1 8 7 に進む。

30

【 0 1 5 4】

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

40

【 0 1 5 5】

次に 1 9 0 において、帯電端子 T_R の負荷インピーダンスが、同調共振器 3 0 6 a の等価の像平面モデルを共振させるように同調し得る。導電性の像基底面 1 3 9 (図 9 A) の受信構造の下の高さ ($d/2$) は、方程式 (1 0 0)、及び、局所的に測定され得る、受

50

信構造における損失性導電性媒体203（たとえば地球）の値を使用して特定され得る。その複素深さを使用して、像基底面139と、又は損失性導電性媒体203の物理的境界136（図9A）との間の位相シフト（ θ_d ）は、 $\theta_d = \beta_0 d / 2$ を使用して特定され得る。損失性導電性媒体203を「見下ろす」ように見られるインピーダンス（ Z_{in} ）は、次いで、方程式（99）を使用して特定され得る。この共振関係は、誘導表面波との結合を最大化するように考慮され得る。

【0156】

コイル L_R の調整されたパラメータ及び垂直供給導体の長さに基づき、コイル L_R 及び垂直供給線の速度因子、位相遅れ、及び、インピーダンスが特定され得る。さらに、帯電端子 T_R の自己容量（ C_R ）は、たとえば方程式（24）を使用して特定され得る。コイル L_R の伝播因子（ β_p ）は、方程式（98）を使用して特定され得、垂直供給線のための伝播位相定数（ β_w ）は、方程式（49）を使用して特定され得る。コイル L_R 及び垂直供給線の自己容量及び特定された値を使用して、コイル L_R を「見上げる」ように見られる同調共振器306aのインピーダンス（ Z_{base} ）は、方程式（101）、（102）、及び（103）を使用して特定され得る。

【0157】

図9Aの等価の像平面モデルも、図18Bの同調共振器306aに適用される。同調共振器306aは、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の X_{in} の共振要素をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、帯電端子 T_R の負荷インピーダンス Z_R を調整することにより、複素像平面に関して共振するように同調され得る。したがって、同調共振器306aのコイルを「見上げる」物理的境界136（図9A）におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体203内を「見下ろす」物理的境界136におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_R は、帯電端子 T_R によって見られる電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_R の静電容量（ C_R ）を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面139に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_R を同調させるため反復法を採用してもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体203（たとえば、地球）の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

【0158】

図19を参照すると、磁気コイル309は、インピーダンス整合ネットワーク333を通して電氣的負荷336に結合された受信回路を備えている。誘導表面波からの電力の受信及び／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_ψ が磁気コイル309を通過し、それにより、磁気コイル309内に電流を誘導し、その出力端子330において端子点電圧を生成するように、配置してもよい。単一巻き数のコイルに結合された誘導表面波の磁束は、以下によって示されている。

【数104】

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

（104）

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

10

20

30

40

50

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

【数 105】

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

(105)

10

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

【0159】

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

20

【0160】

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

【0161】

30

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

【0162】

したがって、1 つもしくは複数の誘導表面導波路プローブ 200 及び 1 つもしくは複数の線形プローブ 303 の形態の受信回路、同調されたモード整合構造 306、ならびに／又は、磁気コイル 309 は、ともに、無線分配システムを形成することができる。上に説明した誘導表面導波路プローブ 200 を使用した誘導表面波の伝達距離が周波数に基づく場合、無線電力分配が広いエリアにわたって、地球規模でさえ達成され得ることが可能である。

40

【0163】

従来の無線電力伝達／分配システムは今日、放射場、及び、誘導性又は無効近接場に結合したセンサからの「エネルギーハーベスティング」を含み、広く研究されている。対照的に、本無線給電システムは、妨げられていなければ永遠に失われる、放射の形態の電力を浪費しない。本件に開示された無線給電システムが、従来の相互リアクタンスに結合し

50

た近接場システムのように、極めて狭い範囲に限定されることもない。本明細書に開示の無線給電システムは、新規の表面誘導伝達線モードにプローブ結合し、このことは、導波路によって電力を負荷に送ること、又は、遠方の発電機に直接線で繋げられた負荷に電力を送ることと等価である。伝達場の強度を維持するのに必要な電力と、表面導波路内で消散する電力（極めて低い周波数においては、60 Hzにおける従来の高電圧電力線の伝達損失に比べて重要ではないため）を考慮しないことで、発電機の電力はすべて、所望の電氣的負荷のみに行く。電氣的負荷の要請が切断された場合、供給源の発電機は相対的にアイドリング状態になる。

【0164】

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

【0165】

同様に、図20Bを参照すると、線形プローブ303（図18A）、同調共振器306（図18B－図18C）、又は磁気コイル309（図19）のいずれか1つを備えることができる誘導表面波受信構造を表す図が示されている。以下の図面及び説明において、この図の描写は、誘導表面波受信構造Rと称される。簡略化するために、以下の説明における誘導表面波受信構造Rとは、線形プローブ303、同調共振器306もしくは磁気コイル309又はその変形例のいずれか1つへを示す。

【0166】

さらに、図20Cを参照すると、線形プローブ303（図18A）を具体的に表す図が示されている。以下の図面及び説明において、この図の描写は、誘導表面波受信構造R_pと称される。簡略化するために、以下の説明における誘導表面波受信構造R_pとは、線形プローブ303又はその変形例を示す。

【0167】

さらに、図20Dを参照すると、同調共振器306（図18B－図18C）を具体的に表す図が示されている。以下の図面及び説明において、この図の描写は、誘導表面波受信構造R_rと称される。簡略化するために、以下の説明における誘導表面波受信構造R_rとは、同調共振器306又はその変形例を示す。

【0168】

さらに、図20Eを参照すると、磁気コイル309（図19）を具体的に表す図が示されている。以下の図面及び説明において、この図の描写は、誘導表面波受信構造R_mと称される。簡略化するために、以下の説明における誘導表面波受信構造R_mとは、磁気コイル309又はその変形例を示す。

【0169】

上述した誘導表面導波路プローブは、本開示の様々な実施形態にかかる複数の周波数で電力を伝達するように構成される。いくつかの実施形態において、そのような誘導表面導波路プローブは、複数の周波数で電力を同時に伝達するように構成される。図21－図27は、本開示の様々な実施形態にかかる異なる周波数で電力を伝達するように構成された誘導表面導波路プローブ200の例を示す図解である。

【0170】

図21は、様々な実施形態にかかる複数の周波数で伝達するように構成された誘導表面導波路プローブ200gの例を示す図解である。図21の誘導表面導波路プローブ200gは、帯電端子T₁と、下部補償端子T₂と、コイル215を備えた給電ネットワーク209と、複数の交流電源212（例えば、212a、212b、212c）とを含む。図21に示されるように、誘導表面導波路プローブ200gは、損失性導電性媒体203（

10

20

30

40

50

例えば、アース又は接地)によって示される平面に対してほぼ垂直である縦軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 (例えば、高さ h_t において球)及び下部補償端子 T_2 (例えば、高さ h_d においてディスク)を含んでもよい。第2の媒体206(例えば、大気)は、損失性導電性媒体203の上方に位置する。動作中、電荷 Q_1 及び Q_2 は、任意の時点で端子 T_1 及び T_2 の各々に印加される電圧に応じて、端子 T_1 及び T_2 に課される。上述したように、上部帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって決定される。ここで、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量であり、 V_1 は、帯電端子 T_1 に印加される電圧である。したがって、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 は、 $Q_2 = C_2 V_2$ によって決定されることができる。ここで、 C_2 は、帯電端子 T_2 の絶縁静電容量であり、 V_2 は、帯電端子 T_2 に印加される電圧である。

10

【0171】

各交流電源212は、帯電端子 T_1 の独立した励起源として作用する。電源212は、給電ネットワーク209を介して誘導表面導波路プローブ200gに結合されている。各交流電源212は、図21に示されるような導電性(直接タップ)結合、上記誘導表面導波路プローブに関して記載されたような容量結合又は誘導結合を介して、コイル215の下部に結合されることができる。

【0172】

図21に示されるように、各交流電源212とコイル215との間には、電源スイッチ2018(例えば、2018a、2018b、2018c)が配置されている。電源スイッチ2018は、特定の電気回路を流れる電流を遮断するために使用される。したがって、各電源スイッチ2018が閉鎖している場合、コイル215は、電源スイッチ2018に結合された交流電源212によって活性化される。逆に、各電源スイッチ2018が開放している場合、コイル215には、電源スイッチ2018に結合された対応する交流電源212によって供給されず、電流が遮断される。例えば、交流電源212a、212b及び212cは、各々異なる周波数 f_1 、 f_2 、 f_3 で動作することができる。交流電源212aについての電源スイッチ2018aが閉鎖され、かつ f_3 によって動作される交流電源212b及び212cに対応する電源スイッチ2018a及び2018cが双方とも開放している場合、コイル215は、 f_1 の動作周波数で電圧を供給する交流電源212aによって活性化される。同様に、いずれかの電源スイッチ2018a又は2018cが閉鎖される一方で、他の2つの電源スイッチ(2018a/2018c又は2018a/2018b)が開放される。したがって、この構成において、1つの周波数のみに対応する電力が、所定の時間、帯電端子 T_1 に供給される。各交流電源212は異なる周波数でコイル215に電力を供給できることから、各交流電源212は、他の交流電源212に関して固有であると考えられることができる。

20

30

【0173】

コイル215は、第1の端部において接地杭218に、かつ第2の端部において帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実施形態において、帯電端子 T_1 のタップ及びコイル215の第2の端部は、可変タップを介して調整されることができる。例えば、図21の誘導表面導波路プローブ200gは、コイル215の様々なタップに結合された複数の端子を含む帯電端子スイッチング機構2024を備える。帯電端子スイッチング機構2024の出力は、帯電端子 T_1 に結合される。図21に示される帯電端子スイッチング機構2024は、上記誘導表面導波路プローブを参照して記載されたような適切な調整に基づいて、特定のタップと帯電端子 T_1 とを、制御して結合することができる。帯電端子スイッチング機構2024は、電流が帯電端子スイッチング機構2024の端子のいずれかと帯電端子 T_1 との間を流れるのを可能とする。帯電端子スイッチング機構2024の残りの端子は開放され、それにより、コイル215の他のタップと帯電端子 T_1 との間の電流を遮断する。帯電端子スイッチング機構2024は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び/又はコイル215と帯電端子 T_1 との間の可変タップ接続を可能とする任意の他の要素を備えることができる。

40

【0174】

50

補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203（例えば、接地又はアース）の上方にかつ略平行に配置されることができ、コイル 215 上の可変タップを介してコイル 215 に結合されることができる。補償端子スイッチング機構 2027 は、図 21 の例に示されるように補償端子 T_2 とコイル 215 との間に配置される。具体的には、補償端子スイッチング機構 2027 は、補償端子 T_2 に対する接続が必要に応じて調整されるよう、コイル 215 に沿って複数のタップに結合される複数の端子を含むことができる。帯電端子スイッチング機構 2024 と同様に、補償端子スイッチング機構 2027 は、電流が補償端子スイッチング機構 2027 の端子のいずれかと補償端子 T_2 との間を流れるのを可能とする。補償端子スイッチング機構 2027 の残りの端子は開放され、それにより、コイル 215 の他のタップと補償端子 T_2 との間の電流を遮断する。図 21 として示されているものの、補償端子スイッチング機構 2027 は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び／又はコイル 215 と補償端子 T_2 との間の可変タップ接続を可能とする任意の他の要素を備えることができる。また、交流電源 212 とコイル 215 との間の接続は、上述したように可変タップにおいて接続されてもよく、また、上記誘導表面導波路プローブを参照して記載された方法で調整可能であることにも留意すべきである。

10

【0175】

コイル 215 と接地杭 218 との間に配置された電流計 236 は、誘導表面導波路プローブの基部における電流 (I_o) の大きさの指標を提供するために使用される。この測定値は、上述した他の因子のうち、誘導表面導波路プローブ 200g の動作を調整する際の因子とすることができる。あるいは、電流 (I_o) の大きさの指標を得るために、接地杭 218 に結合されたコネクタの周囲において、電流クランプが使用されてもよい。しかしながら、調整は周波数に依存していることから、電流計測定値は、その時点における調整に関連付けられた特定の周波数に応じて測定されるべきであることに留意すべきである。

20

【0176】

所定の時点で端子上にみられる電荷 Q_1 及び Q_2 は、複数の交流電源 212 による励起に依存することに留意されたい。したがって、帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 は、ピーク変化が端子周囲に放電又は火花をもたらす可能性がある周囲空気のイオン化することを回避するために、適切に寸法決めされなければならない。

【0177】

上述したように、誘導表面波を発するハンケル交差距離 (R_x) において、電場誘導表面ウェーブチルトを励起するよう、誘導表面導波路プローブ 200g の総有効高さ (h_{TE}) を調整することが可能である。ハンケル交差距離 (R_x) は、帯電端子 T_1 を励起するために使用される交流電源 212 の動作周波数によって変化する。上述したように、ハンケル交差距離 (R_x) は、動作周波数の低下にともない増大する。

30

【0178】

プローブ制御システム 230 は、(ハンケル交差距離において) ウェーブチルトの角度 (Ψ) に等しい複素有効高さ (h_{eff}) の位相シフト (Φ)、又は $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 を励起するよう、様々な要素 (例えば、帯電端子 T_1 の位置、補償端子 T_2 の位置など) を調整するために使用される。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って移動する誘導表面波を生み出す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 ($\theta_{i,B}$)、垂直給電線導体 221 に関連付けられた位相遅れ (θ_y)、及びコイル 215 の構成が既知である場合、位相 $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように様々なタップの位置が決定されて調整される。タップ位置は、誘導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができる。

40

【0179】

プローブ制御システム 230 はまた、誘導表面導波路プローブ 200g に関連付けられた動作条件の変動を調整するために使用される。誘導表面導波路プローブ 200g の調整においてプローブ制御システム 230 によって考慮される様々な因子は、限定されないが、電流計 236 から得られた電流測定値、接地パラメータ計測器 2036 から得られた接

50

地パラメータ測定値、フィールドメータ 2039 を介して測定される動作している交流電源 212 の動作周波数に対応するフィールド測定値、所定の交流電源 212 によって供給される電流、誘導表面導波路プローブ 200g によってわかる電気負荷、及び／又は他の因子を含むことができる。

【0180】

例えば、フィールドメータ 2039 は、特定の動作周波数に同調され、誘導表面導波路プローブ 200g から適切な距離に配置されることができる。したがって、特定の動作周波数に関するプローブ制御システム 230 に対する調整は、フィールドメータ 2039 から検出される特定の動作周波数における誘導表面波の最大及び／又は他の所望の場強度が得られるまで、上記のように行われる。

10

【0181】

接地パラメータ計測器 2036 は、動作周波数における放射状表面電流に関連付けられた遷移距離の程度において、誘導表面導波路プローブ 200g の周囲に分布させることができる。接地パラメータ計測器 2036 は、定期的に損失性導電性媒体の伝導率及び誘電率を決定し、誘導表面導波路プローブ 200g の潜在的な調整のためにプローブ制御システム 230 に対して情報を通信するように構成されることができる。いくつかの場合において、接地パラメータ計測器 2036 は、監視状態の変化が検出された場合にのみプローブ制御システム 230 に対して情報を通信することができる。

【0182】

さらに、プローブ制御システム 230 は、特定時間に電源スイッチ 2018 の閉鎖及び／又は開放を制御することができる。交流電源 212 は、異なる周波数で電力を供給することから、誘導表面導波路プローブ 200g に対する調整は、所定の場合において、コイル 215 を活性化する特定の交流電源 212 に、少なくとも部分的に変えることができる。例えば、 f_1 についての電源スイッチ 2018a が閉鎖された場合、 f_2 及び f_3 についての電源スイッチ 2018b 及び 2018c は、各々開放され、そして、プローブ制御システム 230 は、現在の動作周波数 f_1 に関して誘導表面導波路プローブ 200g の動作を調整する。さらに、プローブ制御システム 230 は、タップ接続が補償端子 T_2 及び帯電端子 T_1 に能動的に接続されるのを調整し、帯電端子スイッチング機構 2024 及び補償端子スイッチング機構 2027 を制御することができる。

20

【0183】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ 200h の負荷インピーダンス Z_L を変更するように調整可能な可変インダクタンスを含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整される。

30

【0184】

図 22 に移ると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブ 200h の他の例を示す図解が示されている。図 22 の誘導表面導波路プローブ 200h は、誘導表面導波路プローブ 200h が下部補償端子 T_2 を含まない点で、図 21 の誘導表面導波路プローブ 200g とは異なる。しかしながら、誘導表面導波路プローブ 200h は、なお複数の周波数で動作するように調整されることができる。

40

【0185】

上述したように、物理高さ (h_p) 以上に配置された帯電端子 T_1 により、例えば、コイル 215 及び／又は帯電端子 T_1 に対してコイル 215 を接続する縦供給線 221 を含む給電ネットワーク 209 は、ウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) によって帯電端子 T_1 に供給される電荷 Q_1 の位相遅れ (Φ) に整合するよう、調整される。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、誘導表面導波モードに結合され、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って誘導表面波を発する。例えば、縦供給線導体 221 に関連付けられたブルースター角 ($\theta_{i, B}$)、位相遅れ (θ_y)、及びコイル 215 の構成が既知である場合、タップの位置は、位相 $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように決定されて調整される。タップ 224 の位置は、誘

50

導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができる。

【0186】

いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブ200hは、誘導表面導波路プローブ200hの動作周波数 f_1 、 f_2 又は f_3 に基づいて調整されることができる。いくつかの場合において、異なる周波数 f_1 、 f_2 及び f_3 は、誘導表面導波路プローブ200hが追加の調整なしで全ての周波数 f_1 、 f_2 及び f_3 について同じ動作調整下でも動作可能となるように、特定の範囲内とすることができる。他の実施形態において、異なる交流電源212によって生成される周波数 f_1 、 f_2 及び f_3 の中心周波数が決定されることができ、誘導表面導波路プローブを調整するために使用されることができる。

10

【0187】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ200hの負荷インピーダンス Z_L を変更するよう調整可能な可変インダクタンスを含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整されることができる。

【0188】

ここで図23を参照すると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブ200iの他の例の図解が示されている。図23の誘導表面導波路プローブ200iは、複数の周波数で同時に伝達するように構成されており、帯電端子 T_1 と、下部補償端子 T_2 と、コイル215を備える給電ネットワーク209と、複数の交流電源212とを含む。図23に示されるように、誘導表面導波路プローブ200iは、損失性導電性媒体203によって示される平面に対してほぼ垂直である縦軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 （例えば、高さ h_T において球）及び下部補償端子 T_2 （例えば、高さ h_d においてディスク）を含む。第2の媒体206（例えば、大気）は、損失性導電性媒体2012の上方に位置する。動作中において、電荷 Q_1 及び Q_2 は、任意の時点で端子 T_1 及び T_2 の各々に印加される電圧に応じて、端子 T_1 及び T_2 に課される。上述したように、上部帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって決定されることができる。ここで、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量であり、 V_1 は、帯電端子 T_1 に印加される電圧である。したがって、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 は、 $Q_2 = C_2 V_2$ によって決定されることができる。ここで、 C_2 は、帯電端子 T_2 の絶縁静電容量であり、 V_2 は、帯電端子 T_2 に印加される電圧である。

20

30

【0189】

各交流電源212は、帯電端子 T_1 についての独立した励起源として作用する。交流電源212は、コイル215を介して誘導表面導波路プローブ200iに結合されることができる。各交流電源212は、図23に示されるように、導電性（直接タップ）結合、上記誘導表面導波路プローブに関して記載された容量結合又は誘導結合を介して、コイル215の下部に結合される。さらに、各交流電源212は、異なる周波数でコイル215を励起するように構成される。したがって、各交流電源212は、他の交流電源212に関して固有であると考えられることができる。

【0190】

図23に示されるように、絶縁要素2041（例えば、2042a、2042b、2042c）は、各交流電源212とコイル215に対する各タップとの間に配置される。複数の交流電源212は、異なる周波数で誘導表面導波路プローブ200iを励起することができ、絶縁要素2042は、他の交流電源212から各交流電源212を絶縁することができる。したがって、各交流電源212から供給されるエネルギーは、他の交流電源212にフィードバックするのが防止される。絶縁要素2042は、アイソレータ、バンドパスフィルタ、狭帯域結合器、サーキュレータ、増幅器、及び／又は交流電源212の各々によって供給される電力からのフィードバックを絶縁することができる任意の他の適切な要素を備えることができる。

40

【0191】

50

コイル 215 は、第 1 の端部において接地杭 218 に、かつ第 2 の端部において帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実施形態において、コイル 215 の第 2 の端部に対して帯電端子 T_1 を接続するタップは、可変可能であり、したがって、調整されることができる。この調整は、上述した誘導表面導波路プロープ 200 を参照して記載されたように所定種類の帯電端子スイッチング機構 2024（例えば、図 21 を参照）を介して実施可能である。

【0192】

補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203（例えば、接地又はアース）の上方にかつ略平行に配置されることができ、コイル 215 上のタップに結合される。動作周波数の各々に対応する各補償端子スイッチング機構 2027（例えば、2027a、2027b、2027c）は、補償端子 T_2 とコイル 215 との間に配置される。各補償端子スイッチング機構 2027 は、補償端子 T_2 に対する接続が必要に応じて調整可能となるように、コイル 215 に沿って複数のタップに結合される複数の端子を含む。各補償端子スイッチング機構 2027 は、各補償端子スイッチング機構 2027 の端子のいずれかと補償端子 T_2 との間を電流が流れるのを可能とする。補償端子スイッチング機構 2027 の残りの端子は開放され、それにより、コイル 215 の他のタップと補償端子 T_2 との間の電流を遮断する。各動作周波数（例えば、 f_1 、 f_2 、及び／又は f_3 ）について、直接に又は補償端子スイッチング機構 2027 を介して、コイル 215 に対して補償端子 T_2 を接続する各タップ接続があってもよい。

【0193】

したがって、図 23 の例において、各動作周波数について補償端子 T_2 とコイル 215 との間の異なるタップ接続があってもよい。しかしながら、図面は、各動作周波数についてのコイル 215 の各部分において各補償端子スイッチング機構 2027 の端子がタップに接続することを示しているように見えるが、補償端子スイッチング機構 2027 の各々の端子は、コイル 215 の任意の部分に沿ってタップに接続されてもよいことに留意すべきである。さらに、補償端子スイッチング機構 2027 の各々は、補償端子スイッチング機構 2027 の他のものと同じタップに接続されることができる。したがって、誘導表面導波路プロープ 200i は、動作周波数 f_1 に対応するタップ接続、及び動作周波数 f_2 に対応するタップ接続が同じタップを使用するように調整されることができる。例えば、これは、動作周波数 f_2 が動作周波数 f_1 の倍音である場合に起こることができる。したがって、動作周波数 f_1 に関連付けられた補償端子スイッチング機構 2027 及び動作周波数 f_2 に関連付けられた補償端子スイッチング機構 2027 は、双方とも、コイル 215 上の同じタップにおいて接続されることができる。いくつかの実施形態において、補償端子スイッチング機構 2027 はまた、その接続を介してコイル 215 から補償端子 T_2 を切断するように構成されることができる。

【0194】

図 23 においてスイッチとして示されているものの、補償端子スイッチング機構 2027 は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び／又はコイル 215 と補償端子 T_2 との間の可変タップ接続を可能とする任意の他の要素を備えることができる。交流電源 212 とコイル 215 との間の接続はまた、上述したように可変タップを使用して接続されることができ、上記誘導表面導波路プロープ 200 を参照して記載されたように調整されることができることに留意すべきである。

【0195】

いくつかの実施形態において、フィルタ要素 2045（例えば、2045a、2045b、2045c）は、各周波数についてコイル 215 のタップと補償端子 T_2 との間に配置されることができる。フィルタ要素 2045 は、補償端子 T_2 とコイル 215 との間の各接続が特定の動作周波数に対応するように、所定周波数帯域内の周波数のみを通過するように構成される。例えば、 f_1 のみが第 1 のフィルタ要素 2045a を通過し、 f_2 のみが第 2 のフィルタ要素 2045b を通過する。したがって、不要な周波数成分又は特徴は除去される。フィルタ要素 2045 は、例えば、バンドパスフィルタ、ダイプレクサ、

ローパスフィルタ、ハイパスフィルタ、双極子トラップ及び／又は同様にコイル 2 1 5 も励起することができる他の交流電源 2 1 2 に関連付けられた望ましくない周波数をフィルタリングするために使用されることが任意の他の適切な要素を備えることができる。

【0 1 9 6】

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 は、誘導表面導波路プローブの基部における電流 (I_o) の大きさの指標を提供するために使用されることができる。この測定値は、上述した他の因子のうち、最適効率のために誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i の動作を調整する際の因子とすることができる。しかしながら、調整は周波数に依存していることから、電流計測定値は、任意の所定の時点における調整に関連付けられた特定の周波数に応じて測定されることに留意すべきである。

10

【0 1 9 7】

所定の時点で端子上にみられる電荷 Q_1 及び Q_2 は、複数の交流電源 2 1 2 による励起に依存することに留意されたい。したがって、帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 は、ピーク変化が端子周囲に放電又は火花をもたらす可能性がある周囲空気のイオン化することを回避するために、適切に寸法決めされなければならない。

【0 1 9 8】

上述したように、各ハンケル交差距離 (R_x) において誘導表面ウェーブチルトを有する対応する電場を励起するように、動作周波数の各々についての誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i の総有効高さ (h_{TE}) を調整することが可能である。異なるハンケル交差距離 (R_x) は、帯電端子 T_1 を励起するために使用される各交流電源 2 1 2 の異なる動作周波数の各々について存在することができる。上述したように、ハンケル交差距離 (R_x) は、動作周波数が低下するのにも増大する。補償端子 T_2 についての別個のタップ位置は、各周波数、総有効高さ (h_{TE}) 及び位相シフト (Φ) が適切であることを保証する。

20

【0 1 9 9】

コイル 2 1 5 と補償端子 T_2 との間に配置された補償端子スイッチング機構 2 0 2 7 は、プローブ制御システム 2 3 0 によって制御される。プローブ制御システム 2 3 0 は、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i が複数の周波数及び最適効率で誘導表面波を同時に発するように、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i の動作を調整するために使用される。例えば、プローブ制御システム 2 3 0 は、補償端子 T_2 に能動的に結合されるタップの位置を調整するよう、補償端子スイッチング機構 2 0 2 7 を制御することができる。誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i の調整は、誘導表面導波路プローブの他の実施形態に関して上述したような調整と同様である。

30

【0 2 0 0】

さらに、対応する動作周波数に関連付けられた各要素は、他の動作周波数に関連付けられた様々な要素と干渉することなく、独立して制御されることができる。誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i を調整するためにプローブ制御システム 2 3 0 によって考慮される様々な因子は、限定されないが、電流計 2 3 6 から得られた電流測定値、接地パラメータ計測器 2 0 3 6 から得られた接地パラメータ測定値、フィールドメータ 2 0 3 9 によって測定される動作している交流電源 2 1 2 の動作周波数に対応するフィールド測定値、所定の交流電源 2 1 2 によって供給される電流、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 i によってわかる電気負荷、及び／又は他の因子を含む。各動作周波数についての起動効率は、独立して調整可能であることに留意すべきである。

40

【0 2 0 1】

いくつかの実施形態において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 h の負荷インピーダンス Z_L を変更するよう調整可能な、可変インダクタンスを含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整される。

【0 2 0 2】

50

つぎに図 2 4 を参照すると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プロープ 2 0 0 j の他の例の図解が示されている。図 2 4 の誘導表面導波路プロープ 2 0 0 j は、同時に複数の周波数を伝達するように構成され、帯電端子 T_1 と、第 1 の補償端子 T_2 と、第 2 の補償端子 T_3 と、コイル 2 1 5 を備える給電ネットワーク 2 0 9 と、第 1 の電源 2 1 2 a と、第 2 の電源 2 1 2 b とを含む。誘導表面導波路プロープ 2 0 0 j は、損失性導電性媒体 2 0 3 によって示された平面に対してほぼ垂直である縦軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 (例えば、高さ h_T において球)、第 1 の下部補償端子 T_2 (例えば、高さ h_{d1} においてディスク)、及び第 2 の下部補償端子 T_3 (例えば、高さ h_{d2} においてディスク) を含むことができる。

【0203】

10

動作中、電荷 Q_1 、 Q_2 、及び Q_3 は、各々、任意の時点で端子 T_1 、 T_2 、及び T_3 に印加される電圧に応じて、端子 T_1 、 T_2 、及び T_3 に課される。上述したように、上部帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって決定される。ここで、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量であり、 V_1 は、帯電端子 T_1 に印加される電圧である。したがって、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 は、 $Q_2 = C_2 V_2$ によって決定される。ここで、 C_2 は、帯電端子 T_2 の絶縁静電容量であり、 V_2 は、帯電端子 T_2 に印加される電圧である。さらに、補償端子 T_3 上の電荷 Q_3 は、 $Q_3 = C_3 V_3$ によって決定される。ここで、 C_3 は、帯電端子 T_3 の絶縁静電容量であり、 V_3 は、帯電端子 T_3 に印加される電圧である。

【0204】

20

第 1 の交流電源 2 1 2 a 及び第 2 の交流電源 2 1 2 b は、各々、帯電端子 T_1 についての励起源として作用する。第 1 の交流電源 2 1 2 a は、第 1 の周波数 f_1 で動作するように構成され、第 2 の交流電源 2 1 2 b は、第 2 の周波数 f_2 で動作するように構成される。第 1 の交流電源 2 1 2 a 及び第 2 の交流電源 2 1 2 b は、給電ネットワーク 2 0 9 のコイル 2 1 5 を介して誘導表面導波路プロープ 2 0 0 j に結合される。図 2 4 に示されるように、第 1 の交流電源 2 1 2 a 及び第 2 の交流電源 2 1 2 b は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の他の実施形態に関して記載された誘電結合、容量結合、又は導電性 (直接タップ) を介して、コイル 2 1 5 の下部に結合される。上述したように、複数の交流電源 2 1 2 は、異なる周波数でコイル 2 1 5 を励起するように構成される。したがって、第 1 の交流電源 2 1 2 a は、第 2 の交流電源 2 1 2 b に関して固有であると考えることができる。

30

【0205】

さらに、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 j は、各交流電源 2 1 2 とコイル 2 1 5 との間に配置された、絶縁要素 2 0 4 2 を備えることができる。各交流電源 2 1 2 は、異なる周波数で電圧をコイル 2 1 5 に同時に／並行に供給することができ、絶縁要素 2 0 4 2 は、第 2 の交流電源 2 1 2 b によってコイル 2 1 5 に供給される電圧から第 1 の交流電源 2 1 2 a を絶縁するために使用される。したがって、第 1 の交流電源 2 1 2 a から供給されるエネルギーは、第 2 の交流電源 2 1 2 b にフィードバックするのを防止される。同様に、第 2 の交流電源 2 1 2 b から供給されるエネルギーは、第 1 の交流電源 2 1 2 a にフィードバックするのを防止される。絶縁要素 2 0 4 2 は、例えば、アイソレータ、バンドパスフィルタ、狭帯域結合器、サーキュレータ、増幅器、及び／又は各交流電源 2 1 2 によ

40

【0206】

コイル 2 1 5 は、第 1 の端部において接地杭 2 1 8 に、かつ第 2 の端部において帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実施形態において、帯電端子 T_1 のタップ及びコイル 2 1 5 の第 2 の端部は可変可能であり、したがって、調整可能である。この調整は、上述した誘導表面導波路プロープ 2 0 0 を参照して記載されたように、調整可能な所定種類の帯電端子スイッチング機構 2 0 2 4 (例えば、図 2 1 を参照) を介して実施可能である。

【0207】

第 1 の補償端子 T_2 及び第 2 の補償端子 T_3 の各々は、損失性導電性媒体 2 0 3 (例え

50

ば、接地又はアース)の上方にかつ略平行に配置され、特定の動作周波数について調整されたコイル215の対応するタップに各々結合される。第1の補償端子スイッチング機構2027aは、第1の補償端子 T_2 とコイル215との間に配置され、第2の補償端子スイッチング機構2027bは、第2の補償端子 T_3 とコイル215との間に配置される。各補償端子スイッチング機構2027a、2027bは、各補償端子(例えば、 T_2 又は T_3)に対する接続がそれに応じて調整可能なように、コイル215に沿って複数のタップに結合される複数の端子を含むことができる。

【0208】

各補償端子スイッチング機構2027は、電流が補償端子スイッチング機構2027a又は2027bの端子のいずれかと各補償端子 T_2 又は T_3 との間を流れるのを可能とするように構成される。各補償端子スイッチング機構2027a又は2027bの残りの端子は、コイル215の他のタップを介して電流が遮断されるように開放される。

10

【0209】

コイル215と第1の補償端子 T_2 との間のタップ接続は、上述したように他の様々な因子とともに、第1の交流電源212aの第1の動作周波数 f_1 に関して調整されることができる。同様に、コイル215と第2の補償端子 T_3 との間のタップ接続は、第2の交流電源212bの第2の動作周波数 f_2 に関して調整されることができる。例えば、第1の補償端子スイッチング機構2027a及び第2の補償端子スイッチング機構2027bは、端子がコイル215に能動的に結合されるのを調整するように、独立して制御されることができる。また、いくつかの実施形態において、補償端子スイッチング機構2027は、その接続を介してコイル215から補償端子 T_2 を切断するように構成される。

20

【0210】

図面では、各動作周波数についてのコイル215の各部分において各補償端子スイッチング機構2027a及び2027bの端子がタップに接続することを示しているようにみえるが、補償端子スイッチング機構2027a及び2027bの各々の端子は、コイル215の任意の部分に沿ってタップに接続できることに留意すべきである。さらに、2つ以上の補償端子スイッチング機構2027a及び2027bは、同じタップに接続されることができる。したがって、誘導表面導波路プローブ200jは、第1の動作周波数 f_1 に対応するタップ接続、及び第2の動作周波数 f_2 に対応するタップ接続がコイル215の同じタップであるように調整されることができる。

30

【0211】

具体的には、第1の補償端子スイッチング機構2027aの1つ以上の端子は、第2の補償端子スイッチング機構2027bの1つ以上の端子として、コイル215の同じタップに接続されることができる。したがって、いくつかの実施形態において、第1の動作周波数 f_1 に関連付けられた補償端子スイッチング機構2027a、及び第2の動作周波数 f_2 に関連付けられた補償端子スイッチング機構2027bは、双方とも、各々がコイル215の同じタップに能動的に結合されるように調整されることができる。

【0212】

図24においてスイッチとして示されているが、補償端子スイッチング機構2027は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び／又はコイル215と各補償端子 T_2 又は T_3 との間の可変タップ接続を可能とする任意の他の要素を備えることができる。また、交流電源212とコイル215との間の接続は、上述したように可変タップ接続されることができ、また、上記誘導表面導波路プローブ200を参照して記載された方法で調整可能であることにも留意すべきである。

40

【0213】

いくつかの実施形態において、フィルタ要素2045は、第1の交流電源212aの動作周波数についてコイル215と第1の補償端子 T_2 との間に配置され、また、第2の交流電源212bの動作周波数についてコイル215と第2の補償端子 T_3 との間に配置されることができる。フィルタ要素2045は、不要な周波数特徴を除去し、各補償端子2027に、適切な周波数に対応する周波数帯域内の周波数を有する信号のみを通過するよ

50

うに構成されることができ、そのため、 f_1 のみが第1のフィルタ要素2045aを通過し、 f_2 のみが第2のフィルタ要素2045bを通過する。フィルタ要素2045は、例えば、バンドパスフィルタ、ダイプレクサ、ローパスフィルタ、ハイパスフィルタ、双極子トラップ及び／又は同様にコイル215も励起することができる他の交流電源212に関連付けられた任意の望ましくない周波数をフィルタリングする、又はなくすために使用されることができ任意の他の適切な要素を備えることができる。

【0214】

コイル215と接地杭218との間に配置された電流計236は、誘導表面導波路プローブ200jの基部における電流(I_0)の大きさの指標を提供するために使用される。この測定値は、上述した他の因子のうち、誘導表面導波路プローブ200jの動作を調整する際の因子とすることができる。しかしながら、調整は周波数に依存していることから、電流計測定値は、その時点における調整に関連付けられた特定の周波数に応じて測定されるべきであることに留意すべきである。

10

【0215】

所定の時点で端子上にみられる電荷 Q_1 、 Q_2 、及び Q_3 は、複数の交流電源212による励起に依存することに留意されたい。したがって、帯電端子 T_1 、補償端子 T_2 、及び補償端子 T_3 は、ピーク変化が端子周囲に放電又は火花をもたらす可能性がある周囲空気のイオン化することを回避するために、適切に寸法決めされなければならない。

【0216】

上述したように、各ハンケル交差距離(R_x)において誘導表面ウェーブチルトを有する対応する電場を励起するように動作周波数の各々についての誘導表面導波路プローブ200jの総有効高さ(h_{TE})を調整することが可能である。異なるハンケル交差距離(R_x)は、帯電端子 T_1 を励起するために使用される各交流電源212の異なる動作周波数の各々について存在することができる。上述したように、ハンケル交差距離(R_x)は、動作周波数が低下するのにもともない増大する。補償端子 T_2 についての別個のタップ位置は、各周波数、総有効高さ(h_{TE})及び位相シフト(Φ)が適切であることを保証する。

20

【0217】

さらに、上述したように、複素有効高さの物理高さ(h_p)以上に配置された帯電端子 T_1 により、コイル215及び／又は帯電端子 T_1 にコイル215を接続する縦供給線221を含む給電ネットワーク209、及び／又は補償端子 T_2 、 T_3 についてのタップの位置は、各々、補償端子 T_2 又は T_3 上の電荷 Q_2 又は Q_3 に関連して、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)に対する帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 の位相(Φ)に整合するように調整されることができ。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、損失性導電性媒体203の表面に沿って移動する誘導表面導波モードに結合される。例えば、縦供給線導体221に関連付けられたブルースター角($\theta_{i,B}$)、位相遅れ(θ_y)、及びコイル215の構成が既知である場合、タップの位置は、位相 $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように決定されて調整されることができ。タップの位置は、誘導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができ。

30

40

【0218】

コイル215、第1の補償端子 T_2 、及び第2の補償端子 T_3 の間に配置された補償端子スイッチング機構2027は、プローブ制御システム230によって制御されることができる。プローブ制御システム230は、誘導表面導波路プローブ200jが複数の周波数及び最適効率で信号を同時に発するように、誘導表面導波路プローブ200jの動作を調整するために使用される。例えば、プローブ制御システム230は、タップ接続が補償端子 T_2 又は T_3 に能動的に結合されるのを調整するように、各補償端子スイッチング機構2027を制御することができる。

【0219】

誘導表面導波路プローブ200jの調整は、誘導表面導波路プローブ200の他の実施

50

形態に関して上述したような調整と同様である。さらに、対応する動作周波数に関連付けられた各要素は、他の動作周波数に関連付けられた様々な要素と干渉することなく独立して制御されることができる。誘導表面導波路プローブ200jを調整するためにプローブ制御システム230によって考慮される様々な因子は、限定されないが、電流計236から得られた電流測定値、接地パラメータ計測器2036から得られた接地パラメータ測定値、フィールドメータ2039によって測定される動作している交流電源212の動作周波数の各々に対応するフィールド測定値、所定の交流電源212によって供給される電流、誘導表面導波路プローブ200jによってわかる電気負荷、及び／又は他の因子を含むことができる。各動作周波数についての起動効率は、独立して調整されることができることに留意すべきである。

10

【0220】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ200hの負荷インピーダンス Z_L を変更するように調整可能な、可変インダクタンスを含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整されることができる。

【0221】

図25に移ると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブ200kの他の例を示す図解が示されている。誘導表面導波路プローブ200kは、複数の周波数で同時に伝達するように構成されており、帯電端子 T_1 、下部補償端子 T_2 、複数のコイル215（例えば、215a・・・215N）、帯電端子N-プレクサ2048、補償端子N-プレクサ2051、及び複数の交流電源212（例えば、215a・・・215N）を含む。図25に示されるように、誘導表面導波路プローブ200kは、損失性導電性媒体203によって示された平面に対してほぼ垂直である縦軸zに沿って配置された上部帯電端子 T_1 （例えば、高さ h_t において球）、及び下部補償端子 T_2 （例えば、高さ h_d においてディスク）を含む。第2の媒体206（例えば、大気）は、損失性導電性媒体203の上方に位置する。動作中において、電荷 Q_1 及び Q_2 は、各々、任意の所定の場合に端子 T_1 及び T_2 に印加される電圧に応じて、端子 T_1 及び T_2 に課される。上述したように、上部帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって決定される。ここで、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量であり、 V_1 は、帯電端子 T_1 に印加される電圧である。したがって、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 は、 $Q_2 = C_2 V_2$ によって決定される。ここで、 C_2 は、帯電端子 T_2 の絶縁静電容量であり、 V_2 は、帯電端子 T_2 に印加される電圧である。

20

30

【0222】

各交流電源212は、帯電端子 T_1 についての独立した励起源として作用する。各交流電源212は、各コイル215を含むことができる各給電ネットワーク209（例えば、209a・・・209N）を介して、誘導表面導波路プローブ202kに結合されることができる。交流電源212は、図25に示されるように、導電性（直接タップ）結合、上記誘導表面導波路プローブ200に関して記載された容量結合、又は誘導結合を介して、各コイル215の下部に結合されることができる。例えば、周波数 f_1 で動作する交流電源212aは、第1のコイル215aに直接結合され、周波数 f_N で動作する交流電源212Nは、第Nのコイル215Nに直接結合され、他の周波数で動作する他の交流電源212は、他のコイル215に結合される。さらに、各交流電源212は、異なる周波数で各コイル215に電力を供給するように構成される。したがって、各交流電源212は、他の交流電源212に関して固有であると考えられることができる。

40

【0223】

各コイル215は、第1の端部において各接地杭236に、かつ第2の端部において帯電端子N-プレクサ2048を介して帯電端子 T_1 に、結合されることができる。コイル215の一部又は全てはまた、共通の接地杭236を使用することができる。いくつかの実施形態において、帯電端子 T_1 のタップ及びコイル215の第2の端部は、可変とすることができ、したがって、調整されることができる。この調整は、上述した誘導表面導波

50

路プローブを参照して記載されたように調整できる帯電端子スイッチング機構 2024（例えば、図 21 を参照）を介して実施できる。

【0224】

帯電端子 N-プレクサ 2048 は、コイル 215 の各タップに対応する 2 つ以上の入力を備える。したがって、N は、誘導表面導波路プローブ 200 k 内のコイル 215 の数によって規定される。帯電端子 N-プレクサ 2048 は、互いに干渉することなく帯電端子 T_1 に対応するコイル 215 のタップの各々からの異なる周波数を有する信号が合成されて帯電端子 T_1 に出力されるように、複数の周波数領域多重化を実行する。

【0225】

補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203（例えば、接地又はアース）の上方にかつ略平行に配置され、補償端子 N-プレクサ 2051 を介して各コイル 215 上のタップに結合される。帯電端子 N-プレクサ 2048 に関して上述したように、補償端子 N-プレクサ 2051 は、補償端子 T_2 に関連付けられたコイル 215 のタップに対応する 2 つ以上の入力を備える。補償端子 N-プレクサ 2051 の出力は、補償端子 T_2 に結合される。補償端子 N-プレクサ 2051 の出力は、コイル 215 a・・・215 N からの各々の信号の合成とすることができる。各コイル 215 は、異なる周波数で励起されることができることから、補償端子 N-プレクサ 2051 は、異なる信号間の干渉なしに出力信号を形成するように信号の一部又は全てを合成することができる。

【0226】

異なる動作周波数の各々に対応する各補償端子スイッチング機構 2027 は、補償端子 N-プレクサ 2051 と各コイル 215 との間に配置されることができる。各補償端子スイッチング機構 2027（例えば、2027 a・・・2027 N）は、補償端子 N-プレクサ 2051 を介した補償端子 T_2 に対する接続がそれに応じて調整可能なように、各コイル 215 に沿って複数のタップに結合される複数の端子を含むことができる。図面では、コイル 215 の特定の部分において各補償端子スイッチング機構 2027 の端子がタップに接続することを示しているように見えるが、各補償端子スイッチング機構 2027 の端子は、各コイル 215 の任意の部分に沿ってタップに接続できることに留意すべきである。また、いくつかの実施形態において、補償端子スイッチング機構 2027 は、N-プレクサ 2051 から対応するコイル 215 を切断するように構成される。

【0227】

各補償端子スイッチング機構 2027 は、N-プレクサ 2051 を介して、各補償端子スイッチング機構 2027 の端子のいずれかと補償端子 T_2 との間を電流が流れるのを可能とする。各補償端子スイッチング機構 2027 の残りの端子は開放され、各コイル 215 の他のタップと補償端子 T_2 との間の電流を遮断する。各動作周波数（例えば、 $f_1 \cdot \dots \cdot f_N$ ）について、各コイル 215 に対して補償端子 N-プレクサ 2051 を接続するタップの異なるセットが存在することができる。補償端子スイッチング機構 2051 は、端子がコイル 215 に能動的に結合されるのを調整するように、制御される。

【0228】

図 25 においてスイッチとして示されているものの、各補償端子スイッチング機構 2027 は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び／又は各コイル 215 と補償端子 T_2 との間の可変タップ接続可能とする任意の他の要素を備えることができる。各交流電源 212 と各コイル 215 との間の接続はまた、上述したように可変タップ接続されることができ、また、上記誘導表面導波路プローブ 200 を参照して記載された方法で調整可能であることにも留意すべきである。

【0229】

各コイル 215 と接地杭 218 との間に配置された電流計 236 は、各コイル 215 についての誘導表面導波路プローブの基部における電流 (I_0) の大きさの指標を提供するために使用されることができる。この測定値は、誘導表面導波路プローブの他の実施形態に関して上述したように、上述した他の因子のうち、最適効率のために誘導表面導波路プローブ 200 k の動作を調整する際の因子とすることができる。しかしながら、調整は周

10

20

30

40

50

波数に依存していることから、電流計測定値は、その時点における調整に関連付けられた特定の周波数に応じて測定されるべきであることに留意すべきである。

【0230】

所定の時点で端子上にみえる電荷 Q_1 及び Q_2 は、複数の交流電源212による励起に依存することに留意されたい。したがって、帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 は、ピーク変化が端子周囲に放電又は火花をもたらす可能性がある周囲空気のイオン化することを回避するために、適切に寸法決めされなければならない。

【0231】

上述したように、各ハンケル交差距離(R_x)において誘導表面ウェーブチルトを有する対応する電場を励起するように動作周波数の各々についての誘導表面導波路プローブ200kの総有効高さ(h_{TE})を調整することが可能である。帯電端子 T_1 を励起するために使用される交流電源212の異なる動作周波数の各々についての異なるハンケル交差距離(R_x)が存在する。上述したように、ハンケル交差距離(R_x)は、動作周波数が低下するのにともない増大する。補償端子 T_2 についての別個のタップ位置は、各周波数、総有効高さ(h_{TE})及び位相シフト(Φ)が適切であることを保証する。

【0232】

プローブ制御システム230は、ハンケル交差距離においてウェーブチルトの角度(Ψ)に等しい位相シフト(Φ)又は $\Phi=\Psi$ によって帯電端子 T_1 を励起するように、様々な要素(例えば、帯電端子 T_1 の位置、補償端子 T_2 の位置など)を調整するために使用されることができる。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、損失性導電性媒体203の表面に沿って移動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($\theta_{i,B}$)、位相遅れ(θ_y)、及びコイル215の構成が既知である場合、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 に関連して、位相 $\Phi=\Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように様々なタップの位置が決定されて調整されることができる。タップ位置は、誘導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができる。

【0233】

プローブ制御システム230はまた、各コイル215と補償端子 T_2 との間に配置された補償端子スイッチング機構2027を制御することができる。例えば、プローブ制御システム230は、タップ接続が補償端子 T_2 に能動的に結合されるのを調整するように補償端子スイッチング機構2027を制御することができる。誘導表面導波路プローブ200kの調整は、誘導表面導波路プローブ200の他の実施形態に関して上述したような調整と同様である。さらに、対応する動作周波数に関連付けられた各要素は、他の動作周波数に関連付けられた様々な要素と干渉することなく独立して制御されることができる。プローブ制御システム230を調整するために誘導表面導波路プローブ200kによって考慮される様々な因子は、限定されないが、電流計236から得られた電流測定値、接地パラメータ計測器2036から得られた接地パラメータ測定値、フィールドメータ2039によって測定される動作している交流電源212の動作周波数の各々に対応するフィールド測定値、所定の交流電源212によって供給される電流、誘導表面導波路プローブ200kによってわかる電気負荷、及び／又は他の因子を含むことができる。各動作周波数についての起動効率は、独立して調整されることに留意すべきである。

【0234】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ200hの負荷インピーダンス Z_L を変更するように調整可能な可変インダクタンス含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整される。

【0235】

図26に移ると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブ200mの他の例を示す図解が示されている。誘導表面導波路プローブ200mは、複数の周波数で電力を同時に／並行に伝達するように構成され、帯電端子 T_1 、補償端子 T_2 、コイル2

10

20

30

40

50

15を備える給電ネットワーク209、及び帯電端子 T_1 を活性化するための複数の交流電源212を含む。

【0236】

図26に示されるように、誘導表面導波路プローブ200mは、損失性導電性媒体203によって示される平面に対してほぼ垂直である縦軸 z に沿って配置された上部帯電端子 T_1 （例えば、高さ h_t において球）、及び下部補償端子 T_2 （例えば、高さ h_d においてディスク）を含む。動作中、電荷 Q_1 及び Q_2 の各々は、その時点で端子 T_1 及び T_2 に印加される電圧に応じて、端子 T_1 及び T_2 に課される。上述したように、上部帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって決定される。ここで、 C_1 は、帯電端子 T_1 の絶縁静電容量であり、 V_1 は、帯電端子 T_1 に印加される電圧である。したがって、補償端子 T_2 上の電荷 Q_2 は、 $Q_2 = C_2 V_2$ によって決定される。ここで、 C_2 は、帯電端子 T_2 の絶縁静電容量であり、 V_2 は、帯電端子 T_2 に印加される電圧である。

10

【0237】

各交流電源212は、帯電端子 T_1 についての独立した励起源として作用する。交流電源212は、コイル215を含むことができる給電ネットワーク209を介して、誘導表面導波路プローブ200mに結合される。交流電源212は、図26に示されるように、導電性（直接タップ）結合によって、上記ガイド表面導波路プローブに関して記載されたように、容量結合又は誘導結合によって、コイル215の下部にわたって接続される。

【0238】

誘導表面導波路プローブ200mは、さらに、各交流電源212とコイル215との間に配置された絶縁要素2042（例えば、2042a、2042b、2042c）を備える。各交流電源212は、異なる周波数で誘導表面導波路プローブ200mに電力を同時に供給する。そのため、絶縁要素2042は、帯電端子 T_1 を励起している他の交流電源212から各交流電源212を絶縁する。したがって、各交流電源212によって供給されるエネルギーは、他の交流電源212にフィードバックするのを防止される。絶縁要素2042は、例えば、アイソレータ、バンドパスフィルタ、狭帯域結合器、サーキュレータ、増幅器、及び／又は各交流電源212からのフィードバックを絶縁することができる任意の他の適切な要素を備えることができる。

20

【0239】

コイル215は、第1の端部において接地杭218にかつ第2の端部において帯電端子 T_1 に結合される。いくつかの実施形態において、帯電端子 T_1 のタップ及びコイル215の第2の端部は、可変とすることができ、したがって、調整可能である。この調整は、上述した誘導表面導波路プローブ200を参照して記載されたように、調整可能な所定種類の帯電端子スイッチング機構2024（例えば、図21を参照）を介して実施できる。

30

【0240】

補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体203（例えば、接地又はアース）の上方にかつ略平行に配置可能であり、コイル215上のタップを介して給電ネットワーク209に結合される。補償端子スイッチング機構2027は、補償端子 T_2 とコイル215との間に配置される。補償端子スイッチング機構2027は、補償端子 T_2 に対する接続がそれに応じて調整可能なように、コイル215に沿って複数のタップに結合される複数の端子を含む。補償端子スイッチング機構2027は、補償端子スイッチング機構2027の端子のいずれかと補償端子 T_2 との間を電流が流れるのを可能にする。補償端子スイッチング機構2027の残りの端子は開放され、コイル215の他のタップと補償端子 T_2 との間の電流を遮断する。

40

【0241】

図26においてスイッチとして示されているが、補償端子スイッチング機構2027は、例えば、多重極スイッチ、滑り接触、及び／又はコイル215と補償端子 T_2 との間の可変タップ接続を可能とする任意の他の種類の要素を備えることができる。交流電源212とコイル215との間の接続はまた、上述したように可変タップを介して接続されることができ、また、上記誘導表面導波路プローブを参照して記載された方法で調整可能であ

50

ることにも留意すべきである。

【0242】

この実施形態において、補償端子スイッチング機構2027は、交流電源212の最初の1つによって生成された特定の周波数（例えば、 f_1 ）のために調整される。補償端子スイッチング機構2027は、端子がコイル215に能動的に結合されるのを調整するように制御される。誘導表面導波路プローブ200mに結合される他の交流電源212の動作周波数は、他の周波数が元の周波数 f_1 の倍音であるように選択されることができる。したがって、異なる動作周波数間の関係は、最初の動作周波数についての補償端子スイッチング機構2027の調整が帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 を励起するために使用される他の動作周波数に適しているようなものである。

10

【0243】

コイル215と接地杭218との間に配置された電流計218は、誘導表面導波路プローブ200mの基部における電流（ I_0 ）の大きさの指標を提供するために使用されることができる。この測定値は、上述した他の因子のうち、誘導表面導波路プローブ200mの動作を調整する際の因子とすることができる。しかしながら、調整は周波数に依存していることから、電流計測定値は、その時点における調整に関連付けられた特定の周波数に応じて測定されることに留意すべきである。

【0244】

所定の時点で端子上にみられる電荷 Q_1 及び Q_2 は、複数の交流電源212による励起に依存することに留意されたい。したがって、帯電端子 T_1 及び補償端子 T_2 は、ピーク変化が端子周囲に放電又は火花をもたらす可能性がある周囲空気のイオン化することを回避するために、適切に寸法決めされなければならない。

20

【0245】

上述したように、ハンケル交差距離（ R_x ）において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するよう、動作周波数についての誘導表面導波路プローブ200mの総有効高さ（ h_{TE} ）を調整することが可能である。例えば、プローブ制御システム230は、補償端子の励起に関連して、ハンケル交差距離においてウェーブチルトの角度（ Ψ ）に等しい位相シフト（ Φ ）又は $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 を励起するように、様々な要素（例えば、帯電端子 T_1 の位置、補償端子 T_2 の位置など）を調整するために使用される。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、損失性導電性媒体203の表面に沿って移動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（ $\theta_{i,B}$ ）、位相遅れ（ θ_y ）、及びコイル215の構成が既知である場合、位相 $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように様々なタップの位置が決定されて調整されることができる。タップ位置は、誘導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができる。

30

【0246】

コイル215と補償端子 T_2 との間に配置された補償端子スイッチング機構2027は、プローブ制御システム230によって制御されることができる。プローブ制御システム230は、誘導表面導波路プローブ200mが複数の周波数及び最適効率で信号を同時に発することができるように、誘導表面導波路プローブ200mの動作を調整するために使用される。

40

【0247】

誘導表面導波路プローブ200mの調整は、誘導表面導波路プローブ200の他の実施形態に関して上述したような調整と同様である。プローブ制御システム230を調整するために誘導表面導波路プローブ200mによって考慮される様々な因子は、限定されないが、電流計218から得られた電流測定値、接地パラメータ計測器2036から得られた接地パラメータ測定値、フィールドメータ2039を介して測定されることができる動作している交流電源212の動作周波数の各々に対応するフィールド測定値、所定の交流電源212によって供給される電流、誘導表面導波路プローブ200mによってわかる電気負荷、及び／又は他の因子を含むことができる。さらに、プローブ制御システム230は

50

、タップ接続が補償端子 T_2 に能動的に結合されるのを調整するために、補償端子スイッチング機構2027を制御することができる。

【0248】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ200hの負荷インピーダンス Z_L を変更するように調整可能な可変インダクタンス含むことができる。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整される。

【0249】

図27に移ると、本開示の様々な実施形態にかかる誘導表面導波路プローブ200nの他の例を示す図解が示されている。図27の誘導表面導波路プローブ200nは、誘導表面導波路プローブ200nが下部補償端子 T_2 を含まない点で、図26の誘導表面導波路プローブ200mとは異なる。しかしながら、誘導表面導波路プローブ200mは、なおも複数の周波数で波を同時に発するように調整されることができる。

【0250】

上述したように、物理高さ(h_p)以上に配置された帯電端子 T_1 により、コイル215及び／又は帯電端子 T_1 にコイル215を接続する縦供給線221は、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)に対する帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 の位相(Φ)に整合するように調整されることができる。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で発振する電荷 Q_1 によって生成される電場は、損失性導電性媒体203の表面に沿って移動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($\theta_{i,B}$)、縦供給線導体221に関連付けられた位相遅れ(θ_y)、及びコイル215の構成が既知である場合、タップの位置は、位相 $\Phi = \Psi$ によって帯電端子 T_1 上に発振電荷 Q_1 を課すように決定されて調整されることができる。コイル215に対して帯電端子 T_1 を接続するタップの位置は、誘導表面導波モードへの移動する表面波の結合を最大化するように調整されることができる。

【0251】

いくつかの実施形態において、誘導表面導波路プローブ200nは、周波数 f_1 、 f_2 、又は f_3 のいずれか1つに応じて調整されることができる。異なる周波数 f_1 、 f_2 、及び f_3 は、誘導表面導波路プローブ200hが各周波数 f_1 、 f_2 、及び f_3 についての同じ動作調整下でなおも動作することができるように、特定の範囲内とすることができる。他の実施形態において、周波数 f_2 及び f_3 は、誘導表面導波路プローブ200hが同じ動作調整下でなおも動作するのを可能とする動作周波数 f_1 の倍音であってもよい。いくつかの実施形態において、異なる交流電源212によって生成される動作周波数 f_1 、 f_2 、及び f_3 の中心周波数が決定されることができる。そして、中心周波数は、誘導表面導波路プローブ200nを調整するために使用されることができ、誘導表面導波路プローブ200nが同じ動作調整下でなおも有効に動作するのを可能とする。

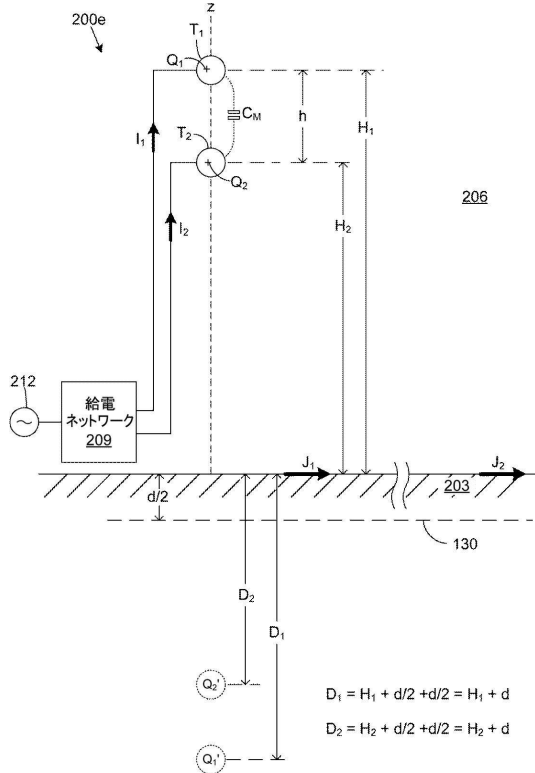
【0252】

いくつかの実施において、帯電端子 T_1 は、誘導表面導波路プローブ200hの負荷インピーダンス Z_L を変更するように調整可能な、可変インダクタンス含むことができる。帯電端子 T_1 の高さを変化させることなく、負荷インピーダンス Z_L は、動作周波数における誘導表面波の結合を改善するように調整されることができる。

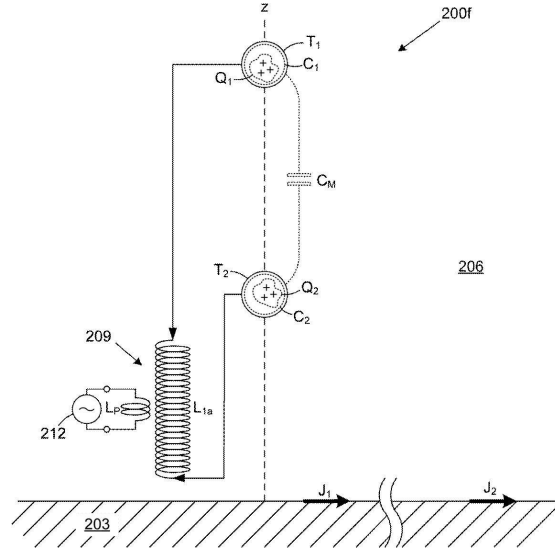
【0253】

本開示の上述した実施形態は、単に本開示の原理の明確な理解のために記載された実施の可能な例にすぎないことが強調されるべきである。本開示の精神及び原理から実質的に逸脱することなく、上述した実施形態に対して多くの変形例及び変更例がなされることができる。全てのそのような変更例及び変形例は、本開示の範囲内で本願明細書に含まれかつ以下の特許請求の範囲によって保護されるように意図される。さらに、全ての選択肢及び好ましい特徴ならびに記載された実施形態の変更例及び従属請求項は、本願明細書において教示された開示の全ての態様において使用可能である。さらにまた、従属請求項の個々の特徴、ならびに記載された実施形態の全ての所望の及び好ましい特徴及び変更は、互いに組み合わせ可能であり、また、相互交換可能である。

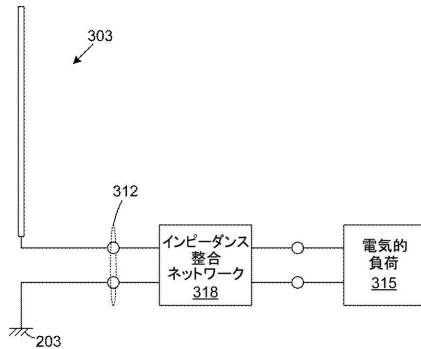
【図 16】



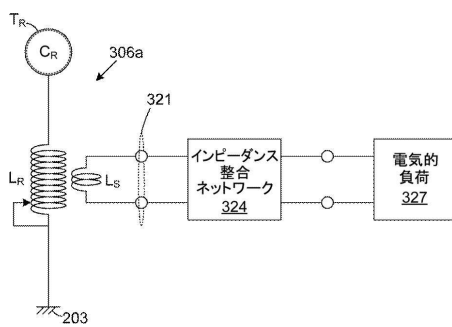
【図 17】



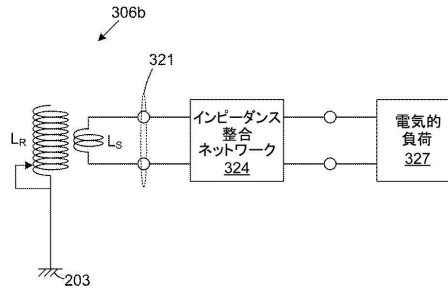
【図 18 A】



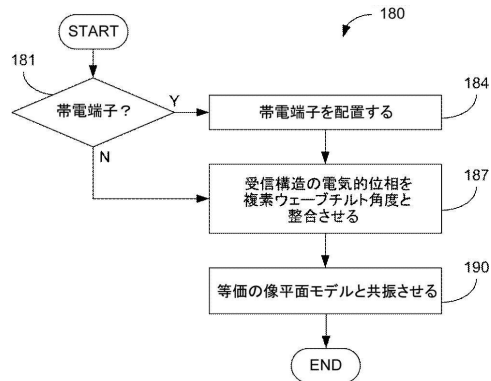
【図 18 B】



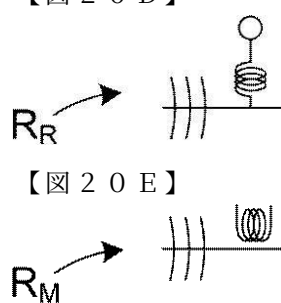
【図 18 C】



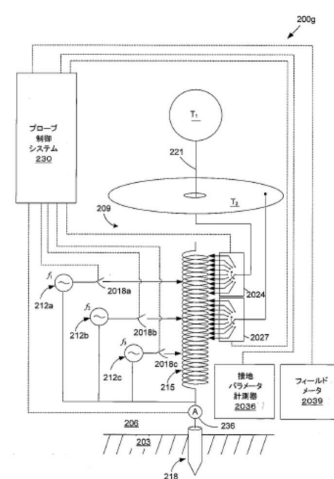
【図 18 D】



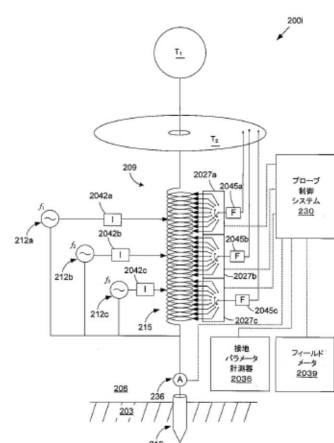
【図 20 D】



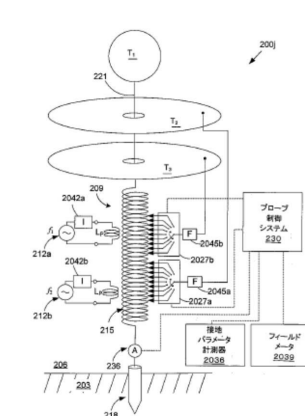
【图 2 1】



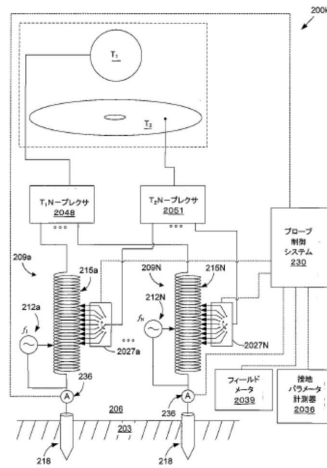
【图 2 3】



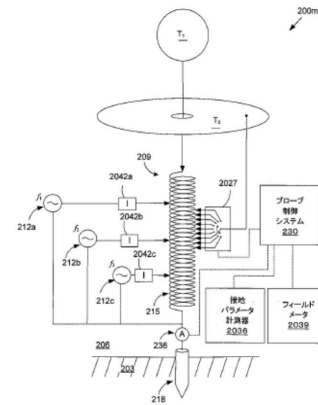
【図 24】



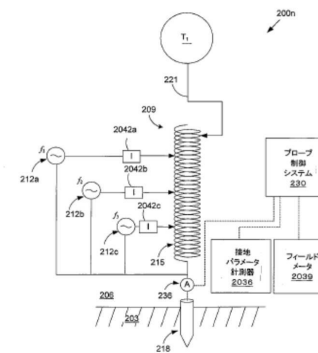
【図 25】



【図 26】



【図 27】



フロントページの続き

- (72)発明者 コルム、 ケネス エル.
アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142
- (72)発明者 リリー、 ジェームス ディ.
アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142
- (72)発明者 ピンゾーン、 バジル エフ.
アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142
- (72)発明者 ピンゾーン、 ヨセフ エフ.
アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

審査官 岸田 伸太郎

- (56)参考文献 特表2017-531409 (JP, A)
特許第6392790 (JP, B2)
米国特許出願公開第2013/0064311 (US, A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01P 1/00-11/00
H04B 13/02
IEEE Explore