

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3923530号
(P3923530)

(45) 発行日 平成19年6月6日(2007.6.6)

(24) 登録日 平成19年3月2日(2007.3.2)

(51) Int. Cl. F I
HO 1 Q 5/00 (2006.01) HO 1 Q 5/00
HO 1 Q 11/08 (2006.01) HO 1 Q 11/08

請求項の数 14 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平9-535017
 (86) (22) 出願日 平成9年3月26日(1997.3.26)
 (65) 公表番号 特表2000-507766(P2000-507766A)
 (43) 公表日 平成12年6月20日(2000.6.20)
 (86) 国際出願番号 PCT/GB1997/000841
 (87) 国際公開番号 W01997/037401
 (87) 国際公開日 平成9年10月9日(1997.10.9)
 審査請求日 平成16年3月26日(2004.3.26)
 (31) 優先権主張番号 9606593.3
 (32) 優先日 平成8年3月29日(1996.3.29)
 (33) 優先権主張国 英国(GB)
 (31) 優先権主張番号 9615917.3
 (32) 優先日 平成8年7月30日(1996.7.30)
 (33) 優先権主張国 英国(GB)

(73) 特許権者
 サランテル リミテッド
 イギリス リーズ エルエス1 5エービ
 ー パーク ロウ1
 (74) 代理人
 弁理士 遠山 勉
 (74) 代理人
 弁理士 松倉 秀実
 (74) 代理人
 弁理士 川口 嘉之
 (74) 代理人
 弁理士 永田 豊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

アンテナと、前記アンテナに接続され、少なくとも2つの無線周波数帯域において動作可能な無線通信回路手段とを含み、

前記アンテナは、細長い誘電体コアと、実質的に該コアの一端から他端まで該コアを貫通する供給器構造と、該コアの外側表面にまたはこれに隣接して配置され、該コアの前記一端の領域において前記供給器構造と接地接続した、細長い導電性アンテナエレメントと導電性トラップエレメントとの少なくとも1つの直列結合とを含み、該アンテナエレメントまたはそれぞれのアンテナエレメントは該コアの前記他端の領域において前記供給器構造の供給接続と結合され、

前記無線通信回路手段は、第1および第2の無線周波数帯域においてそれぞれ動作可能な2つの部分を備え、それぞれは、前記供給器構造の共通信号線と各回路手段部分との間を流れる搬送信号の各信号線とそれぞれ対応しており、

前記アンテナは、前記第1周波数帯域において第1の共振モードで、前記第2周波数帯域において第2の共振モードで共振する無線通信装置。

【請求項2】

前記第1および第2の共振モードは、供給接続部において、実質的に均衡し、かつ単一端の供給電流とそれぞれ対応する、請求の範囲第1項に記載の装置。

【請求項3】

直列結合の導電性エレメントと誘電体コアは、複数の異なる共振モードを有する一体型構

造を構成し、該共振モードが一体型構造において異なるパターンの最大および最小の定常波であり、

前記アンテナを別個の共振部に分割する塊状のフィルタ成分を具備することなく形成され、前記一体型構造のすべての伝導経路は、あらゆる周波数の電流に利用可能であり、各共振周波数における共振経路はその周波数において好適な経路である、

請求の範囲第1項または第2項に記載の装置。

【請求項4】

前記コアは、5以上の相対誘電率を有する固定式誘電性素材のロッドであり、前記直列結合は、前記コアの縦方向に同じだけ延びる少なくとも一組の細長いアンテナエレメントを含み、前記トラップエレメントは、ロッドの表面にロッドを取り囲む導電性スリーブである、請求の範囲第1項から第3項のいずれかに記載の装置。

10

【請求項5】

少なくとも2つの周波数帯域における無線信号のためのアンテナ方式において、細長い立体型誘電体コア、該コアの遠端部の外側表面にまたはこれに隣接して配置された少なくとも1つの細長い導電性アンテナエレメント、および該コアを通して延設する縦方向の供給器構造を有するアンテナであって、前記細長い導電性アンテナエレメントは、前記供給器構造との遠位接続部とスリーブの遠位リムとの間に延設し、該スリーブは、該供給器構造と近位に結合されているアンテナと、

該供給器構造と対応する共通信号線、前記周波数帯域において動作する無線信号処理装置と接続するための少なくとも2つの別の信号線、および該供給器構造と該別の信号線との間に接続されたインピーダンス整合セクションならびに信号方向付けセクションを有する結合段であって、該信号方向付けセクションは、前記共通信号線と、該帯域のうちの一方にあり、前記アンテナが第1の共振モードにおいて共振する信号のための該2つの別の信号線のうちの一方とを共に結合し、かつ前記共通信号線と、該帯域のうちの他方にあり、前記アンテナが第2の共振モードにおいて共振する信号のための該2つの別の信号線のうちの他方とを共に結合するように構成される結合段と、を含むアンテナ方式。

20

【請求項6】

前記結合段は、前記共通信号線と該別の信号線との間に結合されるフィルタを有するダイプレクサであり、該フィルタは、該2つの別の信号線のうちの一方と対応し、前記2つの周波数帯域のうちの一方にある高周波数に同調される第1フィルタと、該2つの別の信号線のうちの他方と対応し、前記2つの周波数帯域のうちの他方にある低周波数と同調される第2フィルタとを含む、請求の範囲第5項に記載のアンテナ方式。

30

【請求項7】

前記結合段は、前記信号方向付けセクションとして、前記共通信号線と前記一方の別の信号線の間に、または前記共通信号線と前記他方の別の信号線の間のいずれかに信号の経路を付けるスイッチを含む、請求の範囲第5項に記載のアンテナ方式。

【請求項8】

前記誘電体コアは、相対誘電率が5以上である固体絶縁素材によって占有されるその少なくとも半分で内積を画定する外側表面を有し、前記アンテナは、該コアの遠端部の外側表面に、前記コアの縦方向に同じだけ延びかつ前記コアの横方向に対向する関係で配置された、それぞれが該供給器構造および該スリーブの近位リムとの各遠位接続部を備えた少なくとも1組の前記細長い導電性エレメントを有し、前記結合段の共通信号線は、該供給器構造の近端部と結合される、請求の範囲第5項から第7項のいずれかに記載のアンテナ方式。

40

【請求項9】

前記第1の共振モードは、高周波数におけるアンテナ動作において、前記細長い導電性エレメントと前記供給器構造との接続部において最大電流であり、スリーブのリムとの繋ぎ目において、該スリーブは該細長い導電性エレメントを接地から分離するトラップとして作用することを特徴とし、前記第2の共振モードは、低周波数におけるアンテナ動作にお

50

いて、該スリーブと該供給器構造との結合部に、またはこれと隣接する部分において最小電圧となり、

前記高周波数は、該細長いエレメントの電氣的長さの関数であり、前記低周波数は、該細長いエレメントの電氣的長さの平均と該スリーブの電氣的長さの平均の和の関数であり、

前記細長い導電性エレメントの電氣的長さ平均は、前記高周波数において 180° または略 180° であり、前記アンテナの縦方向にある該細長い導電性エレメントの電氣的長さの平均と該スリーブの電氣的長さの平均の和は、前記低周波数において 180° または略 180° である、請求の範囲第 8 項に記載のアンテナ方式。

【請求項 10】

前記少なくとも 1 つの細長い導電性エレメントと前記スリーブは、前記コアとともに、複数の異なる共振モードを有する一体型構造を構成し、前記一体型構造において異なるパターンの最大および最小定常波であり、

最大および最小定常波の前記パターンのそれぞれは、前記コアの外側表面において、該少なくとも 1 つの細長い導電性エレメントと該供給器構造との遠位接続部と該スリーブと該供給器構造との近位結合部との間に存在する、請求の範囲第 5 項から第 9 項のいずれかに記載のアンテナ方式。

【請求項 11】

請求の範囲第 5 項から第 10 項のいずれかに記載のアンテナ方式と、前記別の信号線の 1 つと接続される衛星位置決定または時間調整用受信機と、前記別の信号線の別の 1 つと接続される携帯ないし移動電話回路とを含み、該アンテナおよび該信号方向付けセクションは、高周波数および低周波数の一方が該受信機の動作帯域にあり、高周波数および低周波数の他方が該携帯ないし移動電話回路の動作帯域にあるように構成される無線通信システム。

【請求項 12】

相対誘電率が 5 以上である細長い誘導体コアと、該コアの縦方向の遠端部の外側表面にまたはこれに隣接して、前記コアの縦方向に同じだけ延びかつ前記コアの横方向に対向する関係で配置された少なくとも 1 組の細長い導電性エレメントと、該コアの縦方向の近端部を取り巻く導電性スリーブと、該コアを通して延設する縦方向の供給器構造とを含み、前記細長い導電性エレメントは該供給器構造との遠位接続部と該スリーブの遠位リムの間に延設し、帯域の 1 つはアンテナが第 1 の共振モードを呈する周波数を含有し、帯域の他の 1 つは前記アンテナが該第 1 の共振モードと異なる第 2 の共振モードを呈する周波数を含有し、かつ無線信号処理装置の異なる部分にまたは部分から前記供給器構造の共通信号線を介して、それぞれが前記帯域の異なる各 1 つで動作する信号を供給するための少なくとも 2 つの周波数帯域において前記アンテナを動作させるアンテナ利用方法。

【請求項 13】

前記第 1 の共振モードは、円偏波信号と対応し、前記第 2 の共振モードは、垂直偏波信号と対応する、請求の範囲第 12 項に記載のアンテナ利用方法。

【請求項 14】

前記一方の周波数帯域において衛星位置決定信号を受信し、前記他方の周波数帯域において移動電話信号を送受信する、請求の範囲第 12 項または第 13 項に記載のアンテナ利用方法。

【発明の詳細な説明】

本発明は、細長い誘電体コアを備えたアンテナと、該コアの遠端部の外面にあるまたはこれと隣接する細長い導電性エレメントと、該コアの近端部を取り巻く導電性スリーブ等導電性トラップを含む無線通信装置に関する。また本発明は、前記アンテナを含むアンテナ方式とアンテナの新規利用に関する。

上記記載のアンテナは、同出願人による、第 2292638A 号ですでに公開されている係属中の英国特許出願に開示され、その主題は本明細書中に参照として盛り込まれている。その好適な形態では、該出願のアンテナは、円筒形のセラミックコアを有し、該コアの固体セラミック素材の容積は、細長い導電性エレメントおよびスリーブによって画定され

10

20

30

40

50

たエンベロープ内積の少なくとも50%を占めており、該エレメントは、該コアの円筒形の外側表面にある。

アンテナは、特に、円形有極信号(円偏波信号)を、アンテナのすぐ上、すなわちその軸上またはアンテナ軸と直交する面の上方数度の位置において、アンテナを貫通することのある電源から、またはこれら両端の間の立体角のどこにでも配置された電源から受信することを目的としている。かかる信号は、GPS(全地球位置把握システム)等衛星ナビゲーションシステムの衛星によって伝送される信号を含む。かかる信号を受信するために、細長い導電性エレメントは、コアの軸となる共通の中心軸を有する同延の4個のヘリカルエレメントを含み、該エレメントは、1組のエレメントがもう1組のエレメントより電氣的長さの長い、横方向に対向する2組のエレメントとして形成されている。

10

かかるアンテナは、しっかりとした小型の空芯アンテナおよび、伝送用衛星源が配置されている立体角に相対的に均等な利得を有するパッチアンテナに優る利点を備えている。

本出願人は、かかるアンテナを互いに間隔を置く異なる周波数帯域で使用することが可能であることを発見した。したがって、本発明は、アンテナと、該アンテナに接続され、少なくとも2つの無線周波数帯域において動作可能な無線通信回路手段とを含む無線通信装置を提供するものである。ここで、該アンテナは、細長い誘電体コアと、実質的に該コアの一端から他端まで該コアを貫通する供給器構造と、該コアの外側表面にまたはこれに隣接して配置され、該コアの前記一端の領域において供給器構造と接地接続した、細長い導電性アンテナエレメントと導電性トラップエレメントの少なくとも1つの直列結合とを含む。また、該アンテナエレメントまたはそれぞれのアンテナエレメントは、該コアの前記他端の領域において供給器構造の供給接続部と結合されている。さらに、前記無線通信回路手段は、第1および第2の無線周波数帯域においてそれぞれ動作可能な2つの部分を備え、それぞれは、アンテナ供給器構造の共通信号線と各回路手段部分との間を流れる搬送信号の各信号線とそれぞれ対応しており、前記アンテナは、第1周波数帯域において第1の共振モードで、第2周波数帯域において第2の共振モードで共振する。

20

たとえば、トラップが細長い導電性エレメントをアンテナの近端部にある接地接続部から実質的に分離する場合、第1の共振モードは供給構造の遠端部において実質的に均衡する供給電流と対応してもよい。1または複数組の細長い導電性エレメントが放射エレメントとして作用するアンテナおよび誘電体ロッドを取り巻く導電性スリーブの形状であるトラップの場合、そのまたは各組の細長い導電性エレメントは、ループとして作用し、電流はその組の対向エレメントの間にあるスリーブのリムに沿って流れる。2以上の組のヘリカルエレメントが電氣的長さの異なるループ部を形成するアンテナの場合、かかる均衡動作は、典型的には、このヘリカルエレメントの共通の中心軸を中心とする立体角に向きを付けられた円形有極信号と対応している。この第1モードでは、アンテナは、供給器構造と細長い導電性エレメントの接続部の近くまたはこの接続部において、またはスリーブのリムとの繋ぎ目の近くまたはこの繋ぎ目において最大電流ないし最小電圧を表す場合がある。

30

第2の共振モードは、好ましくは供給器構造の遠端部において単一端または不均衡の供給電流と対応しており、これは、典型的には、線状に分極された信号特にアンテナの中心軸方向に分極された信号を送受信する単極モードにおいてアンテナが共振する場合である。かかる共振モードは、該ロッドの両端部の間の実質的に中間において定常波最小電流であることを特徴とする。

40

第1の共振モードにおいて、共振周波数は、典型的には細長いエレメントの電氣的長さの関数であり、第2の共振モードの共振周波数は(a)細長いエレメントの電氣的長さと(b)スリーブの電氣的長さの和の関数である。一般的な場合において、細長い導電性エレメントの電氣的長さは、たとえば、第1の共振モードと対応する共振周波数において、少なくとも略180°の平均伝送遅延を生成する。第2の共振モードの周波数は、その周波数において少なくとも略180°の伝送遅延と対応する長さ方向の細長い導電性のエレメントの電氣的長さ平均とスリーブの電氣的長さ平均の和によって決定されてもよい。

本発明は、少なくとも2つの周波数帯域における無線信号のためのアンテナ方式をさらに

50

含むものである。該アンテナ方式は、細長い立体型誘電体コア、該コアの遠端部の外側表面にまたはこれに隣接する少なくとも1つの細長い導電性エレメント、および該コアを通して延設する縦方向の供給器構造を有するアンテナであって、前記細長い導電性エレメントは、供給器構造との遠位接続部とスリーブの遠位リムとの間に延設し、該スリーブは、該供給器構造と近位に結合されているアンテナと、該供給器構造と対応する共通信号線、前記周波数帯域において動作する無線信号処理装置と接続するための少なくとも2つの別の信号線、および該供給器構造と該別の信号線の間に接続されたインピーダンス整合セクションならびに信号方向付けセクションを有する結合段であって、該信号方向付けセクションは、共通信号線と、該帯域のうちの一方にあり、アンテナが第1の共振モードにおいて共振する信号のための該2つの別の信号線のうちの一方とを共に結合し、かつ共通信号線と、該帯域のうちの他方にあり、アンテナは第2の共振モードにおいて共振する信号のための該2つの別の信号線のうちの他方とを共に結合するように構成される結合段とを含む。

10

該アンテナ方式の好適な実施形態では、結合段は、共通信号線と該別の信号線との間に結合されるフィルタを有するダイプレクサであり、該フィルタは、該2つの別の信号線のうちの一方と対応し、前記2つの周波数帯域のうちの一方にある高周波数に同調される第1フィルタと、該2つの別の信号線のうちの他方と対応し、前記2つの周波数帯域のうちの他方にある低周波数と同調される第2フィルタとを含む。ダイプレクサは、共通信号線と、フィルタとインピーダンス補償スタブが接続されたノードとの間に結合されたインピーダンス変圧エレメントを含む。変圧エレメント、フィルタおよびスタブは、マイクロストリップ成分として簡便に形成される。かかる構造では、変圧エレメントは、その反対面を導電性接地層で被覆された絶縁基板にある導電性ストリップを含んでもよい。該ストリップは、接地層と共同して、所定の特性インピーダンスの伝送線を形成する。同様に、スタブは、開回路端を有する導電性ストリップとして形成されてもよい。フィルタは、変圧エレメントおよびスタブと同一基板上にあるマイクロストリップエレメントで形成されてもよい。これらのフィルタは、好ましくは、変圧エレメントの電氣的長さと比較して電氣的に短い導線によって上記ノードと接続される。

20

変圧エレメントは、アンテナ供給器構造とダイプレクサノードとの間に直列接続されたケーブル長を含んでもよく、もしくは、特性インピーダンスが、アンテナによって構成される電源インピーダンスとノードについて選択された負荷インピーダンスの間にある該ケーブルと、供給器構造とノードとの間のマイクロストリップ長との直列結合を含んでもよい。

30

ダイプレクサを使用することによって、両周波数帯域において無線通信装置の同時動作を提供する。同時動作が要求されない場合、結合段は、より単純な構造としてもよく、信号方向付けセクションとして、共通信号線と前記一方の別の信号線の間に、または共通信号線と前記他方の別の信号線の間のいずれかに信号の経路を付けるスイッチを含む。

アンテナ方式は、典型的には2つの周波数帯域でのみ動作するが、本発明の範囲において、間隔を置いた3個以上の帯域において動作する方式を提供することが可能であり、アンテナは、対応する数の共振モードを有する。

本発明の第3の態様によると、上記記載のアンテナ方式と、結合段の該別の信号線の1つと接続される衛星位置決定または時間調整用受信機（たとえば、GPS受信機）と、結合段の該別の信号線の別の1つと接続される携帯ないし移動電話とを含む無線通信システムを提供する。該結合段がダイプレクサである場合、アンテナおよびフィルタは、アンテナの異なる共振モードと対応する共振周波数が受信機の動作帯域と電話の動作帯域にそれぞれあるように構成される。

40

後述するように、ダイプレクサは、200MHzを上回る周波数において動作するダイプレクサであり、アンテナポートと、一端が該アンテナポートと結合され、他端が回路ノードを形成する伝送線長の形状のインピーダンス変圧器と、第1および第2の装置ポートと、1つの周波数に同調され、該ノードと前記第1の装置ポートの間に接続された第1バンドパスフィルタと、もう1つの周波数に同調され、該ノードと前記第2の装置ポートの間

50

に接続された第2バンドパスフィルタと、該伝送線の少なくとも部分的リアクタンスを補償するために該ノードに接続された、開回路スタブエレメント等、リアクタンス補償エレメントを含む。

結合段が信号方向付けセクションとして切換装置を有する場合、インピーダンス整合セクションは、伝送線の形状のインピーダンス変圧器およびリアクタンス補償エレメントとして同様に形成されてもよく、該切換装置は、これら2つの間のノードに接続される。

インピーダンス変圧器を形成する伝送線長は、高周波数および低周波数の間の周波数において抵抗性インピーダンス変圧を実行するようになっていてもよく、これにより前記ノードにおけるインピーダンスは、該2つの周波数における変圧器によって容量性リアクタンス成分と誘導性リアクタンス成分をそれぞれ有し、スタブ長は、該2つの周波数にそれぞれ誘導性および容量性リアクタンスをもたらすようにし、これによって、伝送線に起因するインピーダンスよりわずかに抵抗性のある、該2つの周波数のそれぞれにおいて得られたインピーダンスをノードにもたらすように、該変圧器によって容量性リアクタンスと誘導性リアクタンスに対して少なくとも一部補償する。

典型的には、伝送線長は、高周波数および低周波数の間の少なくとも略中間にある周波数において約90°の伝送遅延を提供するものである。

本発明は、また、その第4の態様によると、相対誘電率が5以上である細長い誘導体コアと、該コアの遠端部の外側表面にまたはこれに隣接する、縦方向に同延かつ横方向に対向する関係で配置された少なくとも1組の細長い導電性エレメントと、該コアの近端部を取り巻く導電性スリーブと、該コアを通して延設する縦方向の供給器構造とを含み、前記細長い導電性エレメントは該供給器構造との遠位接続部と該スリーブの遠位リムの間に延設するアンテナの新規利用を提供するものであり、該新規利用は、帯域の1つはアンテナが第1の共振モードを呈する周波数を含むし、帯域のもう1つはアンテナが該第1のモードと異なる第2の共振モードを呈する周波数を含むし、かつ無線信号処理装置の異なる部分にまたは部分から前記供給器構造の共通信号線を介して、それぞれが前記帯域の異なる各1つで動作する信号を供給するための少なくとも間隔を置いた2つの周波数帯域においてアンテナを動作することからなる。

本発明は、以下図面を参照した例において説明される。

図1は本発明による無線通信装置を示す図であり、

図2は図1のシステムのアンテナの斜視図であり、

図3は導電性接地面に搭載されたアンテナの軸方向の断面図であり、

図4A、4Bおよび4Cは、異なる共振モードにおいて動作しているときの、アンテナ外面の導線の異なる定常波パターンを示すアンテナの斜視図であり、

図5はマイクロストリップダイプレクサの平面図であり、

図6Aから6Eは図5のダイプレクサの機能を示すスミスチャート図であり、

図7は単一方向スイッチを有する結合段と組み合わせた図2および図3に示されるアンテナを有する、本発明によるアンテナ方式を示す図であり、

図8は本発明による別様の無線通信装置の図であり、

図9は本発明による一体型無線通信装置の図である。

図面の図1を参照して、200MHzより上の周波数での使用のための、本発明による無線通信装置は、異なる機能を実行することができる。無線装置はアンテナ方式を組み込んでおり、アンテナ方式は第一に、外側にメッキされた金属エレメントを有する細長い円筒形セラミックロッドの形状のアンテナ1を含み、アンテナの放射エレメントとその下端の接地接続部との間に電流トラップを形成する近位導電性スリーブを有する、4本巻式ヘリカルアンテナエレメント構造を形成する。本明細書において、「放射」という用語は、送信機から適切に供給された場合にアンテナから電磁エネルギーを放射するよう作用するエレメントをさすが、受信機を含む本装置では、そのようなエネルギーを吸収しアンテナでオーム電流に変換するよう作用する。

アンテナ1は、本発明ではダイプレクサユニット3の形で結合段のケーシングの壁によって形成されている、横に延びる導電面2上に装着されている。アンテナの内部供給器構造

10

20

30

40

50

1 A は、その共通ポート 3 A においてダイプレクサユニット 3 に接続されている。無線通信機器は、ダイプレクサユニット 3 の第一の装置ポート 3 B に接続された GPS 受信機 4 と、ダイプレクサユニット 3 の第二の装置ポート 3 C に接続される携帯域電話受信機 5 を含む。

以下に説明されるように、アンテナ 1 は、間隔の離れた周波数帯域における共振の異なるモードを有する。この例では、第一の共振モードが 1.575 GHz の共振周波数に対応し、アンテナはその周波数で円形有極信号を最もよく獲得し、信号は全体的に垂直に、すなわちアンテナの中心軸に平行に、方向付けられる。この周波数は GPS L1 周波数である。この例での第二共振モードは約 860 MHz の共振周波数に対応し、信号はアンテナ 1 の中心軸と平行の方向に線状に分極される。860 MHz は携帯域電話帯域に存在する周波数の一例である。ダイプレクサユニット 3 は、第一および第二共振モードにおいてアンテナ 1 に装置 4 および 5 のインピーダンス整合を提供し、2 つの装置 4 および 5 を分離して、それらが独立して、すなわち主として一方の動作が他方の動作を干渉せずに動作できるようにする。ダイプレクサユニット 3 については以下により詳細に説明する。

図 1 に示される構成は、位置決め情報および携帯域電話を介して通信する能力が共に必要とされる多数のアプリケーションに適している。この構成は特に自動車での設置に有用であり、その場合に GPS 受信機 4 は、恒久的に装着された自動車電話または自動車の配線にプラグを差し込んだ携帯電話と同じアンテナを介してドライバーにナビゲーション情報を提供できる。アンテナ 1 およびダイプレクサユニット 3 は、小さく頑丈であり、自動車や他の移動の用途によく適している。GPS 受信機と電話機を単一装置内に一緒に、必要な場合にはダイプレクサと共に組み合わせることが可能である。アンテナ 1 は図 2 および図 3 により詳細が示され、その開示が参照として本明細書に組み込まれる出願人による係属中の英国特許出願第 9603914.4 号に開示されている。その好適な形態において、アンテナは、ロッドの形をしている円筒形セラミックコアの外表面に這う金属導線として形成される 4 つの縦に延びるアンテナエレメント 10 A、10 B、10 C および 10 D を持つアンテナエレメント構造を有する 4 本巻式である。コア 12 は金属内張り 16 を有する軸状の通路 14 を有し、通路は軸状の供給器導線 18 を収容する。内部導線 18 および内張り 16 は、この場合、供給ラインをアンテナエレメント 10 A ~ 10 D に接続するための同軸供給器構造を形成する。また、アンテナエレメント構造は、コア 12 の遠端面 12 D 上の金属トラックとして形成され、それぞれの縦に延びるエレメント 10 A ~ 10 D を供給器構造に繋げる、対応する放射状アンテナエレメント 10 A R、10 B R、10 C R および 10 D R を含む。アンテナエレメント 10 A ~ 10 D のもう一方の端はコア 12 の近端部を取り巻くメッキされたスリーブ 20 の形で共通導線に接続される。このスリーブ 20 は次に、コア 12 の近端面 12 P 上にメッキ 22 により軸状路 14 の内張り 16 に接続されている。コア 12 の素材は、アンテナエレメント 10 A ~ 10 D およびスリーブ 20 により規定される容積の主要部を占める。

コア 12 に好ましい素材は、ジルコニウム - チタン塩酸ベースの素材である。この素材は、上述の相対誘電率が 36 であり、また変化する温度に対しての寸法および電気の安定性についても留意する。誘電損は極わずかである。コアは押し出しまたは押圧により生産されてもよい。

アンテナエレメント 10 A ~ 10 D、10 A R ~ 10 D R は、コア 12 の外側円筒面および端面に接合された金属導線トラックであり、各トラックは動作長にわたって少なくともその厚さの 4 倍の幅を持つ。トラックは最初にコア 12 の表面を金属層でメッキしてから、選択的にメッキを取り除いてコアを露出させることにより、形成されてもよい。金属層の取り除きは、プリント回路基板をエッチングするのに用いられるのと同様の、撮像層に適用されるアプローチにしたがってエッチングすることにより行われてもよい。あるいは、参照として本出願に組み込まれる、係属中の英国特許出願第 9622798.8 号に開示されるように、金属素材は選択的溶着またはプリント技術により付けられてもよい。すべての場合において、寸法が不変のコアの外側に一体層としてトラックを形成することにより、アンテナが寸法が不変のアンテナエレメントを有するようになる。導線形成の別の方法

10

20

30

40

50

は、コアの素材に溝を切り抜き、コアの外側全体をメッキし、次いで心なし研削によりメッキ被覆の外層を取り除いて、セラミック材の島を残すことを含む。

導電性スリーブ20は、同様にメッキされ、アンテナコア12の近位部を覆い、これにより、スリーブ20と軸状路14の金属内張り16との間の空間を埋めているコア12の素材で供給器構造16、18を取り巻く。スリーブ20は、図2に示すように、軸方向の平均長 l_0 を有する円筒を形成し、コア12の近端面12Pのメッキ層22により内張り16に接続される。第一の共振モードにおいて、スリーブ20とメッキ層22の組み合わせは、供給器構造16、18により形成された伝送線での信号を、アンテナの近位端での不安定な状態と、スリーブ20の上部接合エッジ20Uの平均の軸方向位置と同じ近位端から軸方向に離れた軸方向位置でのおおむね安定した状態との間で変換するのに効果的である。

10

図2からわかるように、スリーブ20は、不規則な上部接合エッジまたはリム20Uを有し、そこでピーク20Pとトラフ20Tとの間で上昇および下降する。4つの縦に延びたエレメント10A~10Dは、長さが異なり、エレメントのうちの2つの10B、10Dは残りのエレメント10A、10Cよりも長く、これは長いエレメントがリム20Uのトラフにおいてスリーブ20と連結し、一方で残りのエレメント10A、10Cがピークに連結されるという利点によるものである。この実施形態において、第一の共振モードでの共振時に、円形有極信号の受信を意図して、縦に延びるエレメント10A~10Cは単純な螺旋であり、それぞれはコア12の軸の周りを半回している。長いエレメント10B、10Dは短いエレメント10A、10Cよりも長いヘリカルピッチを有する。縦に延びる、対応する放射エレメントの各組（たとえば、10A、10AR）は、所定の電氣的長さを有する導線を構成する。本実施形態において、短い長さを有するエレメント組10A、10ARと10C、10CRそれぞれの合計の長さが、共振の第一モードにおいて動作波長で約135°の伝送遅延に対応するように構成されており、エレメント組10B、10BR；10D、10DRのそれぞれはほぼ225°に一致するより長い遅延を提供する。このため、平均伝送遅延は180°であり、動作波長において $\lambda/2$ の電氣的長さに相当する。一般に、伝送遅延とは信号が回路を伝わる時に遅れた時間の量である。この発明では、これは位相として表現される。よって、180°の伝送遅延とは動作波長において受信した信号の半サイクル分の所用時間に相当する。長さを違えることにより、Kilgusの「Resonant Quadrifilar Helix Design」（The Microwave Journal、1970年12月、49~54ページ）に特定される円形有極信号のための4本巻式ヘリカルアンテナに必要な移相状態が提供される。組になっているエレメントの2つ、10C、10CR；10D、10DR（すなわち、1つの長いエレメントの組と1つの短いエレメントの組）は、放射エレメント10CR、10DRの内端においてコア12の遠端の供給器構造の内部導線18に連結されている一方で、残りのエレメントの組10A、10AR；10B、10BRの放射エレメントは金属内張り16により形成される供給器スクリーンに連結されている。供給器構造の遠端において、内部導線18および供給器スクリーン16に存在する信号は、おおむね均衡しており、これにより、以下に説明するように、アンテナエレメントがおおむね均衡のとれた電源またはロードに接続されている。

20

30

縦に延びるエレメント10A~10Dの螺旋状の通路（伝送路）の左巻きを用いて、アンテナは右巻きの円形有極信号（右円偏波信号）に最も高い利得を有する。

40

その代わりに、アンテナが左巻きの円形有極信号（左円偏波信号）に使用される場合、螺旋の向きは逆になり、放射エレメントの連結パターンは90°回転する。左巻きおよび右巻きの両方の円形有極信号の受信に適するアンテナの場合では、利得は少なくなるが、縦に延びるエレメントは一般に軸に平行な通路に続くよう構成される。

代替として、アンテナは上述のように異なる長さのヘリカルエレメントを有してもよいが、長さの違いはそれぞれの螺旋状中心線について、長いエレメントを曲げることにより得られる。この場合、上述された係属中の英国特許出願第2292638A号に開示されるように、導電性スリーブは一定の軸方向の長さである。

アンテナは、図3に示されるように、たとえばはんだ付けによりシート状金属板に電氣的

50

に連結されたメッキされた近端面 12P と共に、シート状金属板により提供される導電面（導電性表面）2 に直接装着されることが好ましい。この実施形態において、シート状金属板は、後述するように、ダイプレクサ回路への直接の繋がりのために、ダイプレクサユニットケーシングおよびアンテナの内部導線 18 の一部である。アンテナコアの内部軸状路 14 の導電性内張り 16 は、アンテナの近端面 12P のメッキ層 22 に連結されている。

図 2 および図 3 から、アンテナは遠位端において電流給電されることが理解されよう。第一の共振モードにおいて、スリーブ 20 はトラップエレメントとして動作し、主としてアンテナエレメント 10A ~ 10D を地面から分離する。図 4A に示されるように、エレメント 10A ~ 10D 中の定常波電流の振幅は、スリーブ 20 のリム 20U において最大であり、ここでは 2 組のエレメント 10A、10C および 10B、10D がアンテナの接地した近端面 12P から分離されている 2 つのループの部分形成するよう、リムで順に巡る。定常波電流の最小はおおよそエレメント 10A ~ 10D の真中に存在する。最大電圧 H および最小電圧 L はそれぞれ電流が最小および電流が最大になる場所で起こる。この共振モードで、図 2 に示されるアンテナは、上述されたように、右巻きの円形極性をもつ信号（右円偏波信号）を受信するのに適した左巻きの螺旋状伝送路を備えている。このアンテナ配置は左巻きの円形極性をもつ信号（左円偏波信号）を受信するのには適しておらず、ゆえに左巻きの円形極性を弁別する。

この実施形態において、共振の第二モードは、より低い周波数においてであり、図 4B に示されるように、共振の第一モードとはかなり異なるモードで表す。再び、アンテナは頂部で電流給電されるが、スリーブのリム 20U において、またはその近傍において（特に、リム 20U のわずかに上の領域であり、この領域は遠位供給点および近位供給点の間のおおよそ中間である）、アンテナエレメント 10A ~ 10D 中で定常波電流は最小になり、電圧は最大になる。最大電流および最小電圧（L）は、両極、すなわち遠位供給点および近位接地接続部において発生する。電流はスリーブ 20 の表面で比較的高いが、ここでは電流はアンテナの放射パターンに影響を与えない。アンテナは、大部分が単一端の供給を有する従来の逆のモノポールに非常に類似する方法で、1/4 波長共振を示す。リム 20U の周辺にはほとんど電流の流れがなく、これは単一端供給に一貫している。このモードでは、アンテナは、コアの中心軸に平行して線形極性信号（垂直偏波信号）と共に、モノポールアンテナの古典的な円環型パターンを示す。水平極性に対しての強い信号弁別（discrimination）がある。

図 4C に示されるように、アンテナ 1 はまた第三共振モードを有する。これは、より高い周波数の単一端モードであり、アンテナは動作波長において約 180° の電氣的長さを有する代わりに、約 360°（すなわち、遠位供給点からスリーブの接地接続部まで）の電氣的長さを有する。共振の周波数は、第二共振モードの約 2 倍である。第二モードのように、定常波パターンは両極で最大電流と最小電圧を示すが、この場合では、図 4C に示すように、最小電圧 L がまた極間および 2 つの最大電圧 H の中間位置間の電氣的な中間にある。図 1 の無線通信装置は、第三共振モードを利用しないが、結合段の適切な変形により、共振の適切な周波数において回路で動作可能な接続が可能になる。

記載および図示されている装置は、1575 MHz および 800 ~ 900 MHz の携帯域電話帯域での使用を意図したものであるが、1700 ~ 1800 MHz PCN 携帯域電話帯域で付加的に動作する代わりの構成が可能である。アンテナまたはそれに類似するものは、高および低携帯域電話帯域、すなわち 800 ~ 900 MHz および 1700 ~ 1800 MHz、または GPS 周波数および高携帯域電話帯域のみ、で単独で使用されてもよい。もちろん、他の組み合わせも可能であり、アンテナ部品はそれに応じて変更される。しかし、一般的に、共振の複数の単一端モードは、遠位供給器接続部とトラップまたはスリーブの接地接続部との間の導電性部品の電氣的長さが、それぞれの共振周波数において、 $n \times 180^\circ$ に等しい場合において可能である。ただし、 n は整数、すなわち 1, 2, 3, . . . である。上述された 2 つの単一端モードでは、それぞれ $n = 1$ および 2 である。これらの各モードは、トラップまたはスリーブの繋ぎ目での最大電流および供給器構造

10

20

30

40

50

によって、すなわちトラップまたはスリーブの接地接続部においてまた互いに空間的に相にある各組の正反対のヘリカルエレメントでの電流によって、特徴づけられる。反対に、均衡のとれたモードでは、そのような電流は反対相、すなわち等しい電流が反対方向に流れている。

同様に、均衡のとれたモードを第一の共振モードよりも高い周波数で行うことが可能であり、そのモードでは、遠位供給接続部とトラップ、特にスリーブのリム、の間の平均電氣的長さは約 $m \times 180^\circ$ であり、ここでは $m = 1, 2, 3, \dots$ である。

アンテナが 1.575 GHz で GPS 信号を、および $800 \sim 900 \text{ MHz}$ の領域での携帯域電話信号を受信できるため、コア 12 の長さおよび直径は、一般的にそれぞれ 20 から 35 mm および 3 から 7 mm の領域にあり、スリーブ 20 の平均軸方向の範囲は 8 mm から 16 mm の領域にある。図 2 および図 3 に示される特に好適なアンテナは、約 28.25 mm のコア長、および約 5 mm の直径を有し、スリーブ 20 の平均軸方向の長さは約 12 mm である。共振の 4 本巻式モードの 1 つの驚くべき特徴は、このモードでの性能が、それぞれの共振周波数において 90° の伝送遅延に対応するものからのスリーブ 20 の平均軸方向長さでのいくつかの変形に、この長さが共振の第二モードにおいて必要とされる共振周波数を得よう調節できる程度まで、耐えることである。しかしながら、スリーブ 20 の軸方向の長さを $1/4$ 波長からさらに変化させることが求められ、4 本巻式モードでのアンテナの性能が許容できない程度まで損なわれる場合には、直列のチョークをスリーブ 20 とダイプレクサユニット 2 (特に、アンテナに隣接する導電性表面 (図 1 参照)) の間に挿入して、アンテナ遠位面 12D において少なくともおおまかにバランスのとれた電流ドライブを取り戻すことが可能である。

上記の寸法を決定するのに用いられる設計プロセスにおいて、おおよその推定概算は、幾何学的形状が伝送線としてのモデル化を容易にするような領域とは対照的に、アンテナのフリンジング (fringing) またはわずかなフィールドが発生する領域を、無視している。このため、フリンジングパスを、遠位放射エレメント 10AR から 10DR、スリーブ 20 のリム 20U および近位面 22 により提供されるものとして見てもよい (図 2 および図 3 参照)。ヘリカルエレメント 10A ~ 10D 中の電流は、漏電性ガイド伝播になるとみなしてもよく、一方、スリーブ 20 で縦に発生するものは、スリーブを形成する導電層の内表面で発生し、非漏電性ガイド伝播を生成する。

したがって、たとえば、アンテナエレメントにより形成されるラインのガイドパラメータ ϵ_{eff} は、様々なヘリカルラインピッチを表すことができる。各ヘリカルラインは、軸方向の伝播を意図し、コアの相対誘電率 ϵ_r およびそのコアとエレメント構成に依存する、相対誘電率 ϵ_{eff} の誘電媒体によって囲まれている伝送線とみなすことができる。このパラメータ ϵ_{eff} はライン中の相速度と軸方向に分解される ϵ_{eff} の値を順番に割り出す固有値の遅延測定を行うことによって測定される。たとえば、 ϵ_{eff} がピッチ角度に対してプロットされ、 5 mm のコア直径と様々なヘリカルピッチの測定を行って、中間のピッチ角度での ϵ_{eff} の概算を可能にするグラフを作り出すことが可能である。

したがって、特性ラインパラメータは、それぞれの対となっているヘリカルエレメントの寸法が安定した動作に必要な共振周波数 (上記第一の共振モード) での相において必要とされる電氣的長さの合計、すなわち 360° におおよそ対応するように規定されているアンテナを構築するために使用することができる。実際に、最もよい円形極性の利得を達成するために 1 つの組は求められる共振周波数より若干高い周波数で 360° に等しく、もう 1 つの組は若干低い周波数で 360° に等しくなるべきである。

このように、ヘリカルエレメントの長さを計算し、第二の共振モードで要求される共振周波数でのこれらの要素の電氣的長さは、単純に、2 つの共振モードのそれぞれの周波数の比率による調整と、全体のモノポール電氣的長さ 180° からその調整された長さを引き、スリーブに必要とされる電氣的長さを割り出すことによって算出される。この場合、図 4B に示されている第二の共振モードに対応し、第一モードよりも低い周波数で単一端動作が求められている場合には、 180° を選択する。こうして、第二の共振モードに対して必要な低周波数を知ることにより、スリーブの長さを概算することが可能となる。

その代わりとして、単一端動作に対する周波数が必要な場合、図 4 C に示される第三共振モードが用いられるため、ヘリカルエレメントとスリーブの電氣的長さの合計として 360° が選択される。

無線通信回路へのアンテナの接続では、図 1 のダイプレクサユニット 3 が一組のフィルタと、リアクタンス補償スタブ、およびアンテナを装置 4、5 の両方に合わせ、片方の信号をもう一方の信号から分離させるインピーダンス変圧エレメントを収容する。

別の配置としては、図 8 によって示され、以下に述べられているように、アンテナはダイプレクサユニットから離して取り付けることができる。

図 5 に示されているように、図 1 のダイプレクサユニット 3 には、一方に導電接地層、もう片方には図示されているような導線を有する絶縁板 30 (絶縁板 30 の見えない側面は図 5 に示されている) を取り囲むしきりがある。これらの絶縁体は第一に、一方の終端 33 がアンテナ内部導線に通じ、もう一方の終端 34 が回路ノードである伝送線部を形成する導電板としてのインピーダンス変圧部 32 である。第二に、ノード 34 に連結されているのは、バンドパスフィルタ 36, 38 である。それぞれは、誘導的に連結された 3 つの平行共振エレメントにより構成されており、各エレメントは、メッキ通し穴 36B、38B により一端で接地された狭い誘導ストリップ 26A、38A で作られ、反対の端に、コンデンサ板 36C、38C を有しており、コンデンサ板 36C、38C は基板のもう一方の端に接地線を有するコンデンサを形成している。各フィルタ 36、38 の場合、ノード 34 に最も近接する誘導ストリップ 36A、38A は、先細になり、さらなるインピーダンス変圧をもたらす電氣的に短いタッピング導線 40 によりノード 34 に連結されている。それぞれの場合において、ノード 34 から最も離れた誘導ストリップは、(フィルタ近くで先細になる) タッピングライン 42 に繋がっており、フィルタをそれぞれの機器接続 44 に連結している。

フィルタ 36、38 の異なるサイズから明白なように、それらは異なる周波数帯域、実際には、アンテナ 1 の 2 つの共振モードに対応する 2 つの帯域、になる。

両方の共振周波数でのインピーダンス整合は、変圧部 32 および、図 5 に示されるように、ノード 34 から延びる開路エンドスタブ 46 との組み合わせにより、達成される。

変圧部 32 は、

$$Z_0 = (Z_s Z_L)$$

により与えられる特性伝送線インピーダンス Z_0 を有するよう大きさが決められる。ただし、 Z_s は共振でのアンテナ 1 の特性インピーダンスであり、 Z_L はフィルタ 36 および 38 に適合するように選択されたノード 34 の負荷インピーダンスである。変圧部 32 の長さは、第一および第二の共振モードに対応する 2 つの周波数帯域間のおおよそ中間の周波数、この場合では約 1.22 GHz、での約 90° の伝送遅延に対応するよう構成される。異なる周波数での変圧部 32 の効果は、図 6 A のスミスチャートに示されており、これは変圧部 32 に 0.1 から 1.6 GHz までの周波数の範囲にわたってスタブ 46 がないために、ノード 34 において見られるインピーダンスを表す。曲線の A および B 部は中心が 860 MHz および 1.575 GHz にある 2 つの周波数帯域を示し、抵抗性インピーダンスがチャートの中心、上述のように、2 つの帯域間の周波数で、得られることがわかるであろう。スタブ 46 (図 5 参照) の効果が、図 6 B のスミスチャートを参照して考慮される。低周波数において、ノード 34 でスタブ 46 のみにより提示されるインピーダンスは、図 6 B におけるカーブ端がチャートの右側に近くなっていることから明白なように、比較的高い。周波数が増加するにつれて、スタブ 46 の選択された長さのために、周波数帯域 A および B の間のおおよそ中間の周波数に対応する 0 インピーダンスポイントを通じて、インピーダンスはチャートの周辺で順に回る。

図 6 A と図 6 B を比較すると、ノード 34 におけるインピーダンスは、帯域 A にある変圧部 32 のために誘導性リアクタンス成分を有し、帯域 B におけるインピーダンスは容量性リアクタンス成分を有することに気が付くであろう。スミスチャートでは、右の端から出た曲線は、定リアクタンスの線である。図 6 B から、スタブ 46 は、帯域 A のノード 34 においてスタブ 46 によって単独で提示されるインピーダンスのリアクタンス成分が容量

10

20

30

40

50

式であり、図 6 A に示される帯域 A における誘導性リアクタンスと少なくとも略等しいような寸法であることがわかるであろう。同様に、帯域 B においてスタブ 4 6 に起因するインピーダンスは、図 6 A に示されるように帯域 B における容量性リアクタンス成分と大きさが少なくとも略等しい誘導性リアクタンス成分を有する。

次に図 6 C を参照して、ノード 3 4 におけるインピーダンスのトレースは、変圧部 3 2 とスタブ 4 6 との組み合わせにより、図 1 に示されたポート 3 A における電源インピーダンスと対応するインピーダンスにおいて低周波数で始まるループに追従する。このトレースは、周波数の上昇とともに、抵抗線を 2 回交差するループに追従する。最初の交差は、図 6 D において曲線で示されるように、図 6 C において示された周波数帯域 A に相当する曲線の単なる一部である帯域 A の略中心に相当しており、抵抗線の二度目の交差は、図 6 E において曲線で示されるように、同様に図 6 C に図示された曲線の一部である帯域 B の略中心を表す。このように、ダイプレクサの要素は、周波数帯域 A と B のどちらにおいてもフィルタ 3 6、3 8 に対するアンテナ 1 のインピーダンス整合を良好に行い、スタブ 4 6 のリアクタンスは変圧部に起因するリアクタンスの少なくとも一部を補償している。それぞれのフィルタは、他のフィルタの周波数において比較的高いインピーダンスを呈しているため、2 つの帯域において信号間に分離 (isolation) をもたらす。

図 1 に示される例では、この分離を使用して、GPS 受信機 4 を、電話機 5 におよび電話機 5 から供給される携帯電話信号から分離する。

ダイプレクサ 3 は、無線通信機 4 および 5 (図 1 参照) を同時に動作すべき場合に適する。本発明が適用可能である場合、同時動作は要求されず、図 7 に示されるように R、F、スイッチを含む結合段がより適当である。アンテナ 1 の近端部の供給器構造は、共通信号線またはポート 4 7 A を通って、インピーダンス整合セクション 4 8 を介して二方向 R、F、スイッチ 4 9 に結合されており、これが典型的な P.I.N. ダイオード装置である。スイッチ 4 9 の状態に応じて、共通線 4 7 A は、2 つのまた別の信号線またはポート 4 7 B、4 7 C の一方または他方に結合され、これらに別の通信回路ユニットが接続される場合がある。

インピーダンス整合セクション 4 8 の性質は、適合されるべき周波数に基づく。密な周波数で動作するユニットと併用してアンテナ 1 を使用することを目的としたシステム等、場合によって、図 5 のダイプレクサにおけるセクション 3 2 のように 90° の単純な伝送線変圧器で充分であることもある。かかるシステムの例は、PCN 携帯電話の動作 (1710 ~ 1785 MHz および 1805 ~ 1880 MHz) と DECT ワイヤレス自局ループ電話の動作 (1880 ~ 1900 MHz) とを組み合わせたものである。または、周波数帯域がより広い間隔である場合、2 つのピークを持つインピーダンス整合の構造、たとえば図 5 のダイプレクサの変圧器 3 2 とスタブ 4 6 のように 90° の変圧器と開回路のスタブの組み合わせを使用してもよい。この場合、スイッチ 4 9 は、変圧器とスタブの繋ぎ目に接続される。

別様のアンテナ方式が図 8 に示されている。この場合、アンテナ 1 は、ダイプレクサのケーシングの一部であるよりむしろ、車体等別の金属構造の一部を形成する横方向に延びた導電性の面 2 に装着されている。アンテナは、図 1 を参照して上記記載の実施形態のダイプレクサと類似するダイプレクサ 3 の共通ポート 3 A と結合された供給ケーブル 5 0 によって、表面 2 の孔を通して結合されている。供給ケーブル 5 0 は、内部の導線がアンテナ 1 の軸状の内部導線と結合され、外側のシールドがアンテナのメッキされた近位面に接続されている。ケーブル 5 0 のダイプレクサ側端部では、該シールドがダイプレクサのケーシングと接続されており、ケーシング内にあるマイクロストリップダイプレクサボードの接地面と直接または間接的に接続されている。これは、図 4 に示されているものと同様である。

供給ケーブル 5 0 の特性インピーダンスがアンテナ 1 によって表される電源インピーダンスと同一でない限り、ケーブル 5 0 は、インピーダンス変圧要素として作用する。これが発生する程度は、ケーブル長と特性インピーダンス値に依存しており、また、マイクロストリップダイプレクサ要素は、アンテナ 1 とダイプレクサのノード 3 4 との

10

20

30

40

50

間に発生する所要の総インピーダンス変圧（図４参照）が、上記第１実施形態、さらに図１および図４に示されるダイプレクサの変圧部３２と同一の効果を有するように、これに応じて変えられる。したがって、ケーブル５０とダイプレクサ３のインピーダンス変圧部の結合の電氣的長さは、第１および第２の共振モードと対応する２つの周波数帯域間の略中間の周波数において約９０°である。したがって、マイクロストリップダイプレクサは、図４に示されるように、ただしインピーダンス変圧部３２がかなり減退された長さであり、または負荷３４における負荷インピーダンスと等価の特性インピーダンスを有するマイクロストリップ部によって少なくとも一部を形成されることが可能である。典型的には、供給ケーブル５０は、１０オームの特性インピーダンスを有する。

図８のシステムは、上記記載の別様のアンテナを使用しており、略同延かつ同軸の４個のヘリカルエレメントを有しながら、正反対に配置された２個のエレメントが曲折する経路をたどって異なる長さとなり、円形有極信号に４本巻式ヘリカルアンテナに要求される移相状態を引き起こす。１組のエレメントの曲折は、図２に示されるスリーブ２０の不規則なリムの位置を取っており、このため、本実施形態では、スリーブ２０は、円形状の上縁部が近端部から一定間隔でアンテナコアを中心として延設されている。曲折エレメントに対するガイドパラメータの特徴づけは、上記略述するように、同一の平均ピッチ角を有する単純な螺旋について求められた ϕ_{off} のかけ算器として伸長因数（extension factor）によって達成できる。

上記の実施形態では、アンテナ１とその結合段は、別個の無線通信装置に接続されて図示されている。本発明は、図９に示されるような一体型装置に適用可能であることが理解されよう。この例では、単体のハンドヘルド型ユニットは、ＧＰＳおよび携帯電話回路の両方、詳細には、ＧＰＳ受信機４'および電話送受信機５'を内蔵している。これらは、ダイプレクサ２'およびアンテナ１とともに、すべて単体のケーシング６０に収納されている。

【図１】

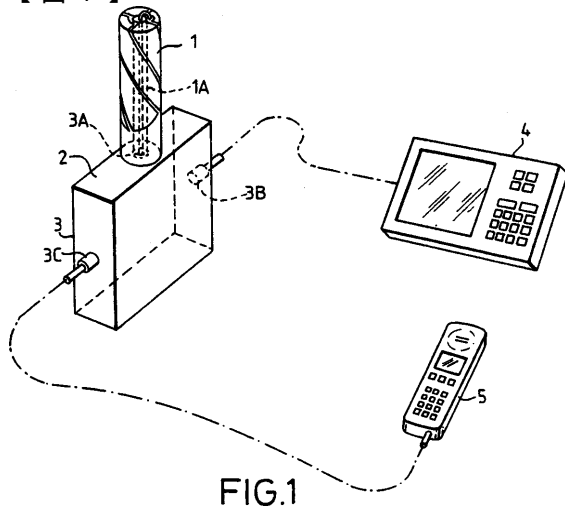


FIG.1

【図５】

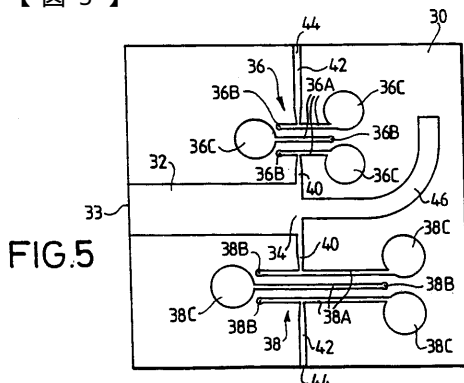


FIG.5

【図２】

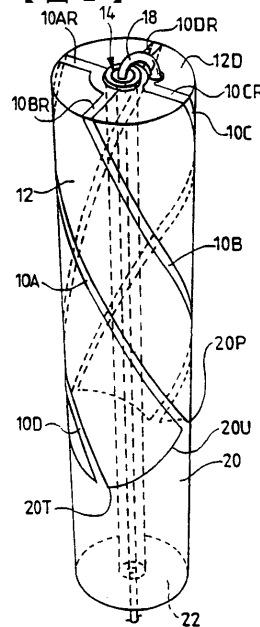
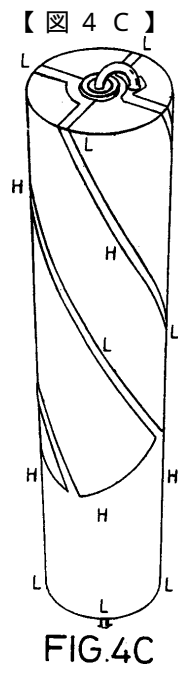
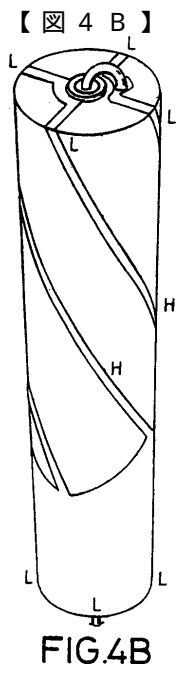
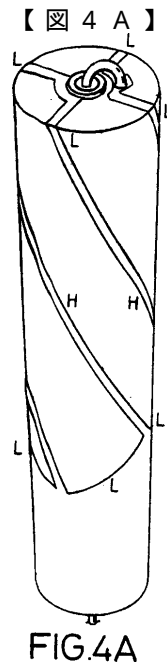
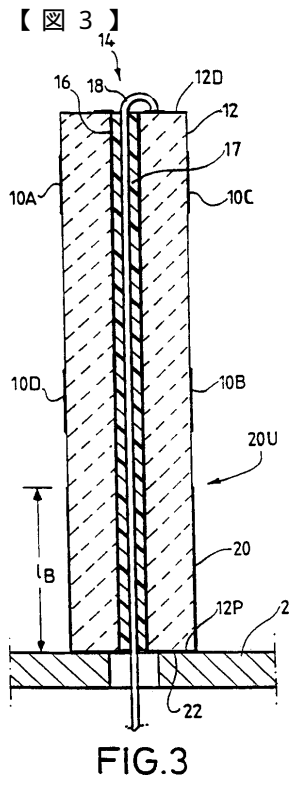


FIG.2



【図 6 A】

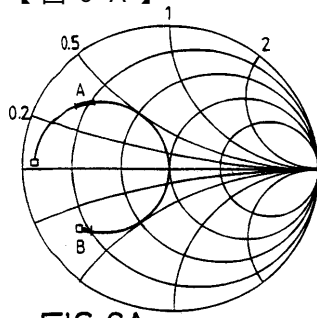


FIG.6A

【図 6 B】

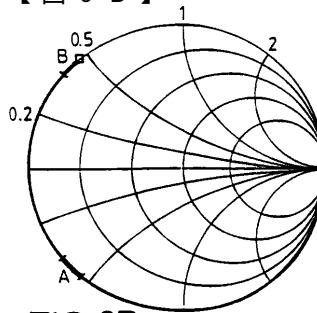


FIG.6B.

【図 6 C】

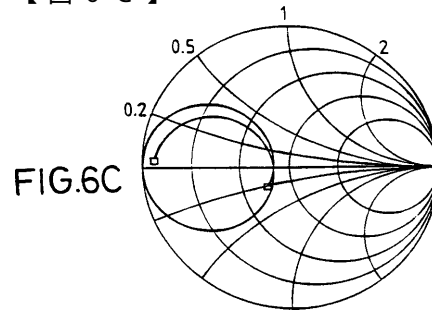


FIG.6C

【図 6 D】

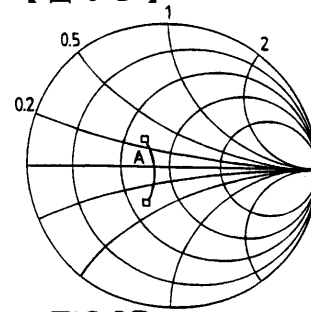


FIG.6D

【図 6 E】

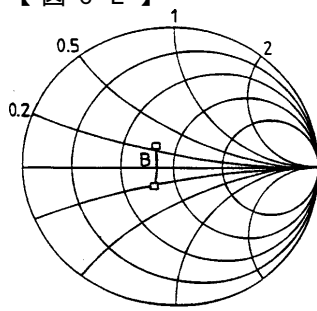


FIG.6E

【図 7】

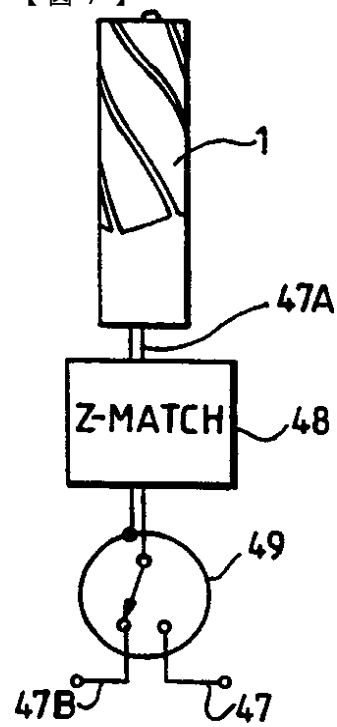
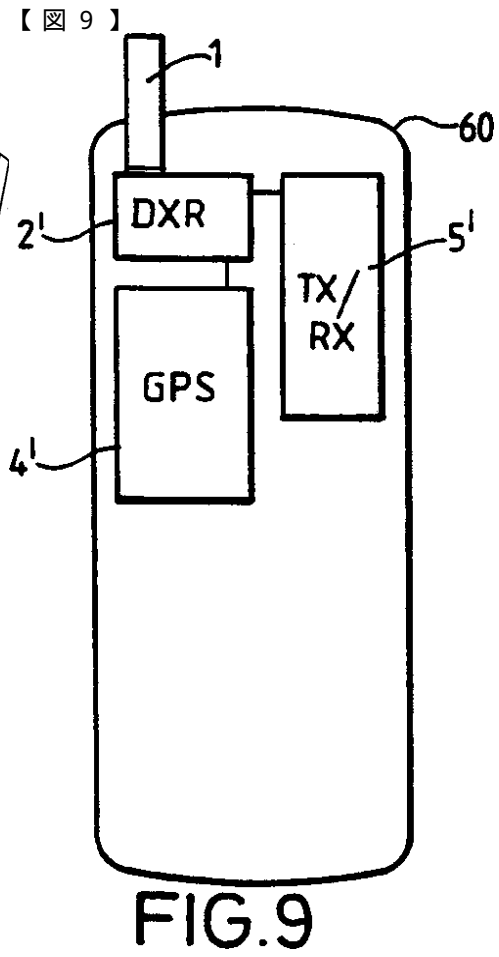
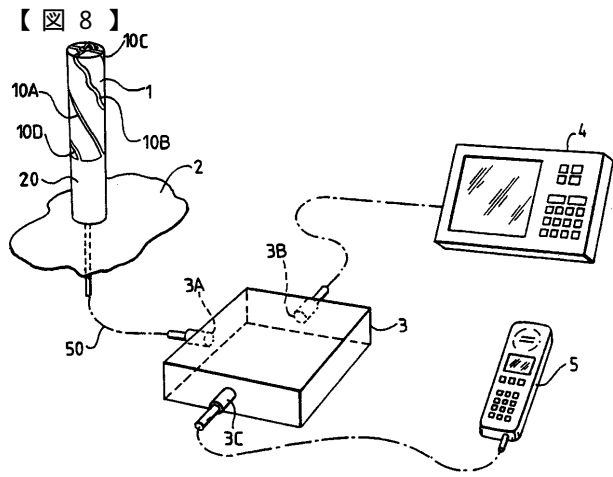


FIG.7



フロントページの続き

(72)発明者 レイスン, オリバー, ポール
イギリス, エヌ エヌ 2 8 ピー ティー, ノーサンプトン, キングスソープ, ウェルフォード
ロード 355

審査官 新川 圭二

(56)参考文献 米国特許第4168479(US, A)
米国特許第4902992(US, A)
特表平10-504696(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01Q 5/00
H01Q 11/08