

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4298173号
(P4298173)

(45) 発行日 平成21年7月15日 (2009.7.15)

(24) 登録日 平成21年4月24日 (2009.4.24)

(51) Int. Cl. F I
 HO 1 Q 13/00 (2006.01) HO 1 Q 13/00
 HO 1 Q 21/30 (2006.01) HO 1 Q 21/30
 HO 1 Q 25/00 (2006.01) HO 1 Q 25/00

請求項の数 17 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2000-569466 (P2000-569466)	(73) 特許権者	595020643 クアルコム・インコーポレイテッド QUALCOMM INCORPORATED アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
(86) (22) 出願日	平成11年9月7日 (1999.9.7)	(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦
(65) 公表番号	特表2002-524954 (P2002-524954A)	(74) 代理人	100084618 弁理士 村松 貞男
(43) 公表日	平成14年8月6日 (2002.8.6)	(74) 代理人	100092196 弁理士 橋本 良郎
(86) 国際出願番号	PCT/US1999/020577	(74) 代理人	100095441 弁理士 白根 俊郎
(87) 国際公開番号	W02000/014826		
(87) 国際公開日	平成12年3月16日 (2000.3.16)		
審査請求日	平成18年9月7日 (2006.9.7)		
(31) 優先権主張番号	09/150, 157		
(32) 優先日	平成10年9月9日 (1998.9.9)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 円偏波された誘電体共振器アンテナ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誘電体材料で形成された第 1 の共振器と、
 導電材料で形成され、その上に前記第 1 の共振器が設置される第 1 の接地平面と、
 誘電体材料で形成された第 2 の共振器と、
 導電材料で形成され、その上に前記第 2 の共振器が設置される第 2 の接地平面とを備え

、
 前記第 1 の接地平面と第 2 の接地平面とは互いに予め定められた距離だけ分離され、
 さらに、各共振器にそれぞれ第 1 と第 2 の信号を供給するための、各共振器の周縁部の互いにほぼ 90 度離れた位置で各共振器に電氣的に結合されている第 1 および第 2 のプローブを具備し、

前記共振器はそれぞれ前記共振器間で異なっている予め定められた周波数帯域で共振することを特徴とするデュアル帯域誘電体共振器アンテナ。

【請求項 2】

前記第 1 および第 2 の信号は実質上等しい振幅で互いに 90 度の位相差を有している請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 3】

前記共振器は実質上円筒形であり、それを貫通する中心の軸方向貫通孔を有している請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 4】

前記第 1 および第 2 のプローブは、前記共振器の周縁部に互いにほぼ 90 度離れて配置されている請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 5】

前記第 1 および第 2 のプローブは、前記接地平面に関して実質上垂直である請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 6】

前記共振器はセラミック材料で構成されている請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 7】

前記セラミック材料の誘電率 ϵ_r は 10 より大きい請求項 6 記載のアンテナ。

【請求項 8】

前記セラミック材料の誘電率 ϵ_r は 45 より大きい請求項 6 記載のアンテナ。

【請求項 9】

前記セラミック材料の誘電率 ϵ_r は 100 より大きい請求項 6 記載のアンテナ。

【請求項 10】

さらに、前記共振器が中心軸が互いに実質上整列するように予め定められた距離で離れている前記第 1 および第 2 の接地平面を取付けるための支持部材を具備している請求項 1 記載のアンテナ。

【請求項 11】

第 1 の予め定められた周波数帯域で共振するように同調された第 1 のアンテナ部分と、前記第 1 の周波数帯域とは異なる第 2 の予め定められた周波数帯域で共振するように同調された第 2 のアンテナ部分とを具備し、

前記第 1 のアンテナ部分は、

導電材料で形成された接地平面と、

前記接地平面上に取付けられた誘電体材料で形成され、貫通する中心の軸方向開口を有している誘電体共振器と、

前記共振器にそれぞれ第 1 および第 2 の信号を供給し、前記アンテナにおいて円偏波された放射を生成するための、互いに間隔を隔てて配置されて前記共振器に電氣的に結合されている第 1 および第 2 のプローブとを具備し、

前記第 2 のアンテナ部分は、前記誘電体共振器中の軸方向開口を通して延在してそれから電氣的に絶縁されている細長いアンテナ部材を具備し、この細長いアンテナ部材の縦軸は前記誘電体共振器の軸と一致していることを特徴とする多帯域アンテナ。

【請求項 12】

前記細長いアンテナ部材は 1/4 波長螺旋アンテナを含んでいる請求項 11 記載の多帯域アンテナ。

【請求項 13】

前記第 1 および第 2 の周波数帯域とは異なる第 3 の予め定められた周波数帯域において共振するように同調された第 3 のアンテナ部分をさらに具備し、前記第 3 のアンテナ部分は前記誘電体共振器中の前記軸方向開口を通して延在し、前記第 1 および第 2 のアンテナ部分から電氣的に絶縁され、前記第 1 および第 2 のアンテナ部分の縦軸と一致する縦軸を有している請求項 11 記載のアンテナ。

【請求項 14】

前記第 2 のアンテナ部分は 1/4 波長螺旋アンテナを含んでいる請求項 13 記載の多帯域アンテナ。

【請求項 15】

前記誘電体共振器は実質上円筒形の形状を有している請求項 11 記載の多帯域アンテナ。

【請求項 16】

第 1 の予め定められた周波数帯域で共振するように第 1 のアンテナ部分を同調する手段と、

前記第 1 の周波数帯域とは異なる第 2 の予め定められた周波数帯域で共振するように第

10

20

30

40

50

2のアンテナ部分を同調する手段とを具備し、

前記第1のアンテナ部分は、

導電材料で形成された接地平面と、

前記接地平面上に取付けられた誘電体材料で形成され、貫通する中心の軸方向開口を有している誘電体共振器と、

前記共振器にそれぞれ第1および第2の信号を供給し、前記アンテナにおいて円偏波された放射を生成するための、互いに間隔を隔てて配置されて前記共振器に電氣的に結合されている第1および第2のプロープとを具備し、

前記第2のアンテナ部分は、前記誘電体共振器中の軸方向開口を通過して延在してそれから電氣的に絶縁されている細長いアンテナ部材を具備し、この細長いアンテナ部材の縦軸は前記誘電体共振器の軸と一致していることを特徴とする多帯域アンテナ。

10

【請求項17】

第1の予め定められた周波数帯域で共振するように第1のアンテナ部分を同調させ、

前記第1の周波数帯域とは異なる第2の予め定められた周波数帯域で共振するように第2のアンテナ部分を同調させ、

前記第1のアンテナ部分は、

導電材料で形成された接地平面と、

前記接地平面上に取付けられた誘電体材料で形成され、貫通する中心の軸方向開口を有している誘電体共振器と、

前記共振器にそれぞれ第1および第2の信号を供給し、前記アンテナにおいて円偏波された放射を生成するための、互いに間隔を隔てて配置されて前記共振器に電氣的に結合されている第1および第2のプロープとを具備し、

20

前記第2のアンテナ部分は、前記誘電体共振器中の軸方向開口を通過して延在してそれから電氣的に絶縁されている細長いアンテナ部材を具備し、この細長いアンテナ部材の縦軸は前記誘電体共振器の軸と一致している、多帯域アンテナを同調する方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はアンテナ、特に円偏波された誘電体共振器アンテナに関し、さらに厳密には衛星またはセルラ電話通信システムで使用する低プロファイル誘電体共振器アンテナに関する。

30

【0002】

【従来の技術】

衛星またはセルラ通信システムで使用するような移動体および固定した無線電話における最近の進歩により、このようなシステムに適したアンテナに対する関心が再び高まっている。幾つかの要因が無線電話用のアンテナの選択で通常考慮される。これらの要因の中で重要なことはアンテナの寸法、帯域幅、放射パターンである。

【0003】

アンテナの放射パターンは無線電話用のアンテナの選択で考慮される重要な要素である。典型的な応用では、無線電話装置のユーザは、ユーザから任意の方向に位置されることが

できる衛星または地上局と通信できることを必要とする。したがってユーザの無線電話装置に接続されたアンテナは全ての方向で信号を送信/受信できることが好ましい。即ち、アンテナは好ましくは方位角の全方向性放射パターンと、上下角の広いビーム幅(好ましくは半球)を有する必要がある。

40

【0004】

無線電話用のアンテナの選択で考慮されなければならない別の要因はアンテナの帯域幅である。通常、無線電話装置は別々の周波数で信号を送信し受信する。例えばPCS電話は1.85GHz - 1.99GHzの周波数帯域にわたって動作し、したがって7.29%の帯域幅を必要とする。セルラ電話は8.14%の帯域幅を必要とする824 - 894MHzの周波数帯域にわたって動作する。したがって無線電話装置用のアンテナは必要な帯

50

域幅を満たすように設計されなければならない。

【0005】

現在、単極アンテナ、パッチアンテナ、ヘリカルアンテナは、衛星電話およびその他の無線タイプの電話で使用される種々のタイプのアンテナに含まれる。しかしながらこれらのアンテナは限定された帯域幅と大きい寸法等、幾つかの欠点を有している。また、これらのアンテナは低い上下角（例えば10度）で利得の大きな減少を示し、そのためこれらのアンテナを衛星電話で使用することは望ましくない。

【0006】

無線電話で魅力的に見えるアンテナは誘電体共振器アンテナである。最近まで、誘電体共振器アンテナはフィルタおよび発振器のようなマイクロ波回路で広く使用されている。通常、誘電体共振器は高い誘電率を有する低損失材料から製造される。

10

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

誘電体共振器アンテナは小さい寸法、高い放射効率、種々の送信ラインへの簡単な結合構造等、幾つかの利点を提供する。それらの帯域幅は共振器の誘電定数（ ϵ_r ）と幾何学的パラメータの選択によって広い範囲にわたり制御されることができる。これらはまた標準的はホイップまたは直立アンテナよりも審美的に好ましくするため低プロファイル構造で作られることができる。低プロファイルアンテナはまた直立ホイップスタイルアンテナよりも損傷を受けることが少ない。誘電体共振器アンテナは衛星またはセルラ通信システムの移動体または固定した無線電話装置で使用する大きな潜在性を有するように見える。

20

【0008】

【課題を解決するための手段】

本発明は導電材料から形成される接地平面を有する誘電体共振器アンテナに関する。誘電体材料から形成される共振器は接地平面に取付けられる。第1および第2のプローブは相互に離され、電氣的に共振器へ結合され、したがって第1および第2の信号をそれぞれ共振器へ与え、アンテナで円偏波された放射を発生する。好ましくは共振器は実質上円筒形であり、そこを貫通する中心軸の開口を有する。また、第1および第2のプローブは共振器の周縁で約90度隔てられることが好ましい。

【0009】

さらに別の実施形態では、本発明は誘電体材料から形成される第1の共振器を有するデュアル帯域の誘電体共振器アンテナに関する。第1の共振器は導電材料から形成される第1の接地平面上に取付けられている。第2の共振器は誘電体材料から形成され、導電材料から形成される第2の接地平面上に取付けられる。第1および第2の接地平面は予め定められた距離だけ相互に分離される。第1および第2のプローブは各共振器に電氣的に結合され、各共振器の周縁で約90度隔てられ、それによって第1および第2の信号をそれぞれ各共振器に提供する。各共振器は共振器間で異なる予め定められた周波数帯域で共振する。支持部材は第1および第2の接地平面を予め定められた分離距離で隔てる関係で取付け、それによって共振器の中心軸は相互に実質上整列される。

30

【0010】

さらに別の実施形態では、本発明は多帯域アンテナに関する。第1のアンテナ部分は第1の予め定められた周波数帯域で共振するように同調される。第1のアンテナ部分は導電材料から形成される接地平面と、接地平面上に取付けられた誘電体材料から形成され、それを貫通する中心縦軸開口を有する誘電体共振器と、第1および第2の信号をそれぞれ共振器へ与えアンテナに円偏波放射を発生するため相互に隔てられて共振器に電氣的に結合されている第1および第2のプローブとを含んでいる。第2のアンテナ部分は第1の周波数帯域とは異なる第2の予め定められた周波数帯域で共振するように同調される。第2のアンテナ部分は誘電体共振器の軸方向開口を通して延在し、そこから電氣的に隔離されている細長いアンテナ部材を含んでいる。細長いアンテナ部材の縦軸は誘電体共振器の軸と一致する。

40

【0011】

50

最後に説明した実施形態の変形では、本発明のアンテナは第1および第2の周波数帯域とは異なる第3の予め定められた周波数帯域で共振するように同調される第3のアンテナ部分を含んでいる。第3のアンテナ部分は誘電体共振器の軸開口を通して延在し、第1および第2のアンテナ部分から電氣的に隔離されている。第3のアンテナ部分は第1および第2のアンテナ部分の縦軸と一致する縦軸を有する。

【0012】

さらに、本発明の特徴と利点、および本発明の種々の実施形態の構造および動作を添付図面を参照して以下詳細に説明する。

【0013】

【発明の実施の形態】

図面では、同一の参照符号は同一の、または機能または構造が類似している素子を示している。素子が最初に現れる図面は参照符号の左端の数字により示されている。

本発明を添付図面を参照して説明する。

【0014】

I. 誘電体共振器

誘電体共振器はアンテナ素子として魅力的な特徴を与える。これらの特徴は小さい寸法、機械的簡潔性、固有の導体損失がないことによる高い放射効率、比較的大きい帯域幅、ほぼ全ての通常使用される伝送ラインへの簡単な結合構造、異なる共振器のモードを使用する異なる放射特性を得る利点を含んでいる。

【0015】

誘電体共振器の寸法は ϵ_r の平方根に反比例し、ここで ϵ_r は共振器の誘電定数である。結果として、誘電定数 ϵ_r が増加すると、誘電体共振器の寸法は減少する。したがって高い値の ϵ_r ($\epsilon_r = 10 - 100$) を選択することによって、誘電体共振器アンテナの寸法（特に高さ）は非常に小さく作ることができる。

【0016】

誘電体共振器アンテナの帯域幅は $(\epsilon_r)^{-p}$ に反比例し、値 p ($p > 1$) はモードに依存する。結果として誘電体共振器アンテナの帯域幅は誘電定数の増加により減少する。しかしながら、誘電定数は誘電体共振器アンテナの帯域幅を決定する唯一の係数ではないことに留意しなければならない。誘電体共振器の帯域幅に影響を与える他の係数は形状と寸法である（高さ、長さ、直径等）。

【0017】

誘電体共振器アンテナに固有の導体損失は存在しない。これはアンテナの高い放射効率につながる。

【0018】

誘電体共振器アンテナの共振周波数は標準化された波数 k_0 。 a の値を計算することにより決定されることができる。波数 k_0 。 a は関係式 $k_0 \cdot a = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot a / c$ により与えられ、ここで f_0 は共振器周波数であり、 a はシリンダの半径であり、 c は自由空間の光速である。しかしながら、 ϵ_r 値が非常に高いならば ($\epsilon_r > 100$)、標準化された波数値は誘電体共振器の所定のアスペクト比に対して、次式のように ϵ_r により変化する。

【数1】

$$k_0 a \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

【0019】

高い値の ϵ_r では、アスペクト比 ($H / 2a$) の関数として標準化された波数値は単一の値の ϵ_r で決定されることができる。しかしながら、使用される材料の ϵ_r がそれ程高くないならば、式 (1) の公式は正確に保持されない。 ϵ_r がそれ程高くないならば、計算が各異なる値の ϵ_r に対して必要とされる。異なる値の ϵ_r で有効な数値方法からの結果

10

20

30

40

50

を比較することによって、以下の経験的關係が、関数としての標準化された波数の依存を説明するための良好な近似値として使用されることが認められる。

【数 2】

$$k_0 a \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r} X} \quad (2)$$

ここで、値 X は数値方法の結果から経験的に発見される。

【 0 0 2 0 】

誘電体共振器アンテナのインピーダンス帯域幅はアンテナの入力電圧定在波比 (V S W R) が特定された値 S よりも小さい周波数帯域幅として規定される。 V S W R は伝送ラインの入射波と反射波の関数であり、技術で使用されるよく知られた技術である。共振周波数における伝送ラインに整合したアンテナのインピーダンス帯域幅 (B W_i) は次の関係式により誘電体共振器の総合的な負荷されていない Q 係数 (Q_u) に関連される。

【数 3】

$$B W_i = \frac{S-1}{Q_u \sqrt{S}} \quad (3)$$

Q は熱または放射のエネルギー損失に対する蓄積されたエネルギーの比に比例することに留意し、技術で使用されるよく知られた技術である。放射されたパワーと比較して無視できる程度の導体損失を有する誘電体共振器では、総合的な負荷されていない Q 係数 (Q_u) は次の関係式により放射 Q 係数 (Q_{rad}) に関連される。

$$Q_u = Q_{rad} \quad (4)$$

数値方法は誘電体共振器の放射 Q 係数値を計算するために必要とされる。所定のモードでは、放射 Q 係数値はアスペクト比と共振器の誘電定数に依存する。非常に高い誘電率の共振器では Q_{rad} は以下のように、 ϵ_r により変化することが示されている。

【数 4】

$$Q_{rad} \propto (\epsilon_r)^p$$

ここで磁気ダイポールのように放射するモードでは誘電率 (p) = 1 . 5 であり、電気ダイポールのように放射するモードでは p = 2 . 5 であり、磁気四極子のように放射するモードでは p = 2 . 5 である。

【 0 0 2 1 】

11. 本発明

本発明によれば、誘電体共振器アンテナは誘電体材料から形成される共振器を備えている。誘電体共振器は導電材料で形成された接地平面上に配置される。第 1 および第 2 のプローブまたは導線は電氣的に誘電体共振器に接続されている。プローブは相互に 90 度隔てられている。第 1 および第 2 のプローブはそれぞれ第 1 および第 2 の信号を誘電体共振器に提供する。第 1 および第 2 の信号は等しい大きさであるが、相いに 90 ° 位相がずれている。

【 0 0 2 2 】

図 1 の A と B はそれぞれ本発明の 1 実施形態にしたがった誘電体共振器アンテナ 100 の側面図および平面図を示している。誘電体共振器アンテナ 100 は接地平面 108 に取付けられた共振器 104 を具備している。

【 0 0 2 3 】

共振器 104 は誘電体材料から形成され、好ましい実施形態では円筒形の形状を有する。共

10

20

30

40

50

共振器104 は長方形、八角形、正方形等の他の形態であってもよい。共振器104 は接地平面108 に強固に取付けられている。1実施形態では、共振器104 は接着剤、好ましくは導電性の接着剤により接地平面108 に取付けられる。代わりに、共振器104 は磁気ダイポールのように放射するモードに対して共振器104 の中心軸の開口110 を通って接地平面108 へ延在する掠子、ボルトまたは他の既知の固定具（図2のBで示されている）により接地平面108 に取付けられてもよい。ゼロが共振器104 の中心軸に存在するので、固定具はアンテナ100 の放射パターンと干渉しない。

【0024】

帯域幅と放射パターンを含む誘電体共振器アンテナ性能の劣化を防止するために、共振器104 と接地平面108 との間のギャップを最小にすることが必要である。これは接地平面108 上に共振器104 を堅密に取付けることにより実現されることが好ましい。代わりに共振器104 と接地平面108 との間のギャップは柔軟性または展性の高い導電材料により充填されることができる。共振器104 が接地平面108 上に緩く取付けられたならば、共振器と接地平面との間に許容可能ではないギャップが残り、これはVSWR、共振周波数、放射パターンをひずませることによりアンテナの性能を劣化させる。

【0025】

2つのフィードプローブ112 と116 は接地平面108 中の通路を経て共振器104 に電氣的に接続される。好ましい実施形態では、（図2のAで示されている）フィードプローブ112 と116 は共振器104 の周縁と軸方向に整列して接続されている金属条帯から形成されている。フィードプローブ112 と116 は同軸ケーブル120 と124 の内部導体の延長部を構成しており、その外部導体は接地平面108 に電氣的に接続されてもよい。同軸ケーブル120 と124 は既知の方法で無線送受信回路（図示せず）に接続されることができる。

【0026】

フィードプローブ112 と116 は約90度だけ相互から分離され、実質上接地平面108 に直交している。フィードプローブ112 と116 はそれぞれ共振器104 に第1と第2の信号を与える。第1および第2の信号は等しい振幅を有するが、相互に関して90度位相がずれている。

【0027】

共振器104 が等しい大きさの2つの信号により給電されるが相互に関して90度位相が異なっているとき、実質上互いに直交する2つの磁気ダイポールが接地平面上に生成される。直交磁気ダイポールは円偏波された放射パターンを発生する。

【0028】

1実施形態では、共振器104 はチタン酸バリウムのようなセラミック材料から形成される。チタン酸バリウムは高い誘電定数 ϵ_r を有する。前述したように、共振器の大きさは $\epsilon_r^{-1/2}$ に反比例する。したがって、高い値の ϵ_r を選択することによって、共振器104 は比較的小さく作られることができる。しかしながら類似の特性を有する他の誘電材料も使用されることができ、他の寸法が特定の応用に応じて許容される。

【0029】

アンテナ100 は同一周波数帯域で動作する1/4波長螺旋アンテナよりも非常に低い高さを有する。例えばS帯域周波数で動作する誘電体共振器アンテナは、同じS帯域周波数で動作する1/4波長螺旋アンテナよりも非常に低い高さを有する。低い高さは誘電体共振器アンテナを無線電話装置でさらに望ましいものにする。

【0030】

以下の表IとIIはそれぞれL帯域周波数（1 - 2 GHz 範囲）とS帯域周波数（2 - 4 GHz 範囲）で動作する誘電体共振器アンテナと典型的な1/4波長螺旋アンテナの寸法（高さおよび直径）を比較している。

【0031】

10

20

30

40

表I

アンテナタイプ	高さ	直径
誘電体共振器アンテナ (S帯域)	0.28インチ	2.26インチ
1/4波長螺旋アンテナ (S帯域)	2.0インチ	0.5インチ

表II

アンテナタイプ	高さ	直径
誘電体共振器アンテナ (L帯域)	0.42インチ	3.38インチ
1/4波長螺旋アンテナ (L帯域)	3.0インチ	0.5インチ

表IとIIは、誘電体共振器アンテナは同一周波数帯域で動作する1/4波長螺旋アンテナよりも小さい高さを有するが、誘電体共振器アンテナは1/4波長螺旋アンテナよりも大きい直径を有することを示している。換言すると、誘電体共振器アンテナの高さの減少により得られる利点は幾つかの応用ではさらに大きい直径により減殺されているように見える。現実には、このアンテナ設計の主な目的は低いプロファイルを獲得することであるので、大きい直径は大きな問題ではない。本発明の誘電体共振器アンテナは屋根のラインを大きく変更せずに車体の屋根へ組み込むことを可能にする。同様に、このタイプのアンテナは無線衛星電話通信システムの遠隔に位置された固定電話ブースに取付けられることができる。

【0032】

さらに、アンテナ100は競合する1/4波長螺旋よりも非常に低い損失を与える。これは誘電体共振器には導体損失が存在せず、したがって高い放射効率を得られることによるものである。結果として、アンテナ100は競合する1/4波長螺旋アンテナで必要とされるよりも低いパワーの送信増幅器と、低い雑音指数を必要とする。

【0033】

接地平面108から反射された信号は共振器104からの放射された信号に破壊的に付加される可能性がある。これはしばしば破壊的干渉と呼ばれ、アンテナ100の放射パターンをひずませる不所望な効果を有する。1実施形態では、破壊的干渉は接地平面108に複数のスロットを形成することにより減少される、これらのスロットは反射波の位相を変更し、それによって反射波が破壊的に合計されてアンテナ100の放射パターンをひずませることを防止する。

【0034】

接地平面108のエッジ周辺のフィールドもまたアンテナ100の放射パターンと干渉する。この干渉は接地平面108のエッジを鋸の歯状にすることにより減少されることができる。接地平面108のエッジの鋸の歯状の形状は接地平面108のエッジ近くのフィールドの可干渉性を減少し、それはアンテナ100を周囲のフィールドに対するアンテナ100の感度を少なくすることにより放射パターンの歪みを減少させる。

【0035】

実際の動作では、2つの別々のアンテナはしばしば送信および受信能力に所望である。例えば衛星電話システムでは、送信機はL帯域周波数で動作し、受信機はS帯域周波数で動作するように構成されてもよく、その場合にL帯域アンテナは送信アンテナ専用で動作し、S帯域アンテナは受信アンテナ専用で動作してもよい。

【0036】

図2のAは、2つのアンテナ204と208を有しているアンテナアセンブリ200を示している。アンテナ204は送信アンテナとして単独で動作するL帯域アンテナであり、アンテナ208は受信アンテナとして単独で動作するS帯域アンテナである。代わりにL帯域アンテナは受信アンテナとして単独で動作でき、S帯域アンテナは送信アンテナとして単独で動

10

20

30

40

50

作できる。アンテナ204 と208 はそれぞれの誘電定数 ϵ_r に基づいて異なる直径であってもよい。

【0037】

アンテナ204 と208 は接地平面212 と216 に沿って共に接続される。アンテナ204 は送信アンテナとして動作し、アンテナ204 から放射された信号はアンテナ208 の接地平面216 を励起する。これはアンテナ204 と208 間に不所望な電磁結合を生じさせる。電磁結合は接地平面212 と216 間に最適なギャップ218 を選択することにより最小にされることができる。ギャップ218 の最適な幅は実験的に決定されることができる。実験的結果は、ギャップ218 が最適なギャップ幅よりも大きい小さいならばアンテナ204 と208 間の電磁結合が増加することを示している。最適のギャップ幅はアンテナ204 と208 間の動作周波数と接地平面212 と216 の寸法の関数である。例えば図2のAで示されているように並んで構成されたS帯域アンテナとL帯域アンテナでは、最適のギャップ幅は1インチであり、即ち接地平面212 と216 は良好な性能で1インチだけ分離されるべきであることが決定されている。

10

【0038】

代わりに、S帯域アンテナとL帯域アンテナは垂直にスタックされることができる。図2のBは共通軸に沿って垂直にスタックされたS帯域アンテナ224 とL帯域アンテナ228 を具備しているアンテナアセンブリ220 を示している。代わりに、アンテナ224 と228 は垂直にスタックされるが、共通の軸に沿ってではなく、即ちこれらは相互にオフセットした中心軸を有していてもよい。アンテナ224 は誘電体共振器232 と接地平面236 を具備し、アンテナ228 は誘電体共振器240 と接地平面244 を具備している。アンテナ224 の接地平面236 はアンテナ228 の誘電体共振器240 の上部に配置されている。非導電性支持部材248 は接地平面236 と共振器240 との間にギャップ226 を設けてアンテナ228 をアンテナ224 と間隔を隔てた関係で固定する。

20

【0039】

図3は図2のBのスタックアンテナアセンブリのフィードプロープの配置をさらに詳細に示している。上部の共振器232 はフィードプロープ256 と258 により給電されている。フィードプロープを送信/受信回路(図示せず)に接続する導体260 と262 は下部共振器240 の中心の開口241 を通って延在する。下部の共振器240 はフィードプロープ264 と266 により給電され、これらのフィードプロープは導体268 と270 により送信/受信回路に接続される。示されている例示的な実施形態では、上部の共振器232 はS帯域で動作し、下部の共振器240 はL帯域で動作する。これらの帯域の名称は単なる例示であることが当業者に明白であろう。共振器はその他の帯域で動作できる。さらに、S帯域とL帯域共振器は所望ならば反対にされることができる。

30

【0040】

最適のギャップの大きさはアンテナ間の結合を減少するためにアンテナ224 と228 の間で維持されるべきである。前述の実施形態のように、この最適なギャップ空間は経験的に決定される。例えば、図2のBおよび図3で示されているように垂直に構成されたS帯域アンテナとL帯域アンテナでは、最適なギャップ226 は1インチであり、即ち接地平面236 は1インチだけ誘電体共振器240 から分離されなければならない。

40

【0041】

誘電体共振器アンテナは、衛星電話(固定局または可動局)で使用されるのに適しており、また屋根の上(例えば自動車の屋根に取付けられたアンテナ)または他の大きな平坦な表面に取付けられたアンテナを有する電話装置にも適している。これらの応用はアンテナが低い上下角で高い利得で動作することを必要とする。残念ながら、パッチアンテナおよび1/4波長螺旋アンテナ等の現在使用されているアンテナは低い上下角で高い利得を示さない。例えばパッチアンテナは約10度の上下角で-5dBの利得を示す。それと対照的に、本発明による誘電体共振器アンテナは約10度の上下角で-1.5dBの利得を示し、それによって衛星電話システムの低プロファイルアンテナとして使用することを魅力的にする。

50

【 0 0 4 2 】

誘電体共振器アンテナの別の顕著な利点は製造が容易であることである。誘電体共振器アンテナは $1/4$ 波長螺旋アンテナまたはマイクロストリップパッチアンテナよりも製造が容易である。

【 0 0 4 3 】

表III は例示的な L 帯域誘電体共振器アンテナのパラメータと寸法を列挙している。

【 0 0 4 4 】

表III

動作周波数 1 . 6 2 G H z

誘電定数 3 6

接地平面寸法 (3 インチ) × (3 インチ)

図 4 は誘電体共振器104 と接地平面108 との間に配置されるような寸法にされた導電性円形プレート300 を示している。円形プレート300 は誘電体共振器104 を接地平面に電氣的に接続する。円形プレート300 は誘電体共振器304 と接地平面108 との間の空気ギャップの寸法を減少し、それによってアンテナ放射パターンの劣化を防止する。円形プレート300 は周縁に2つの半円形のスロット308 と312 を含んでいるが、他の形状を有することができる。スロット308 と312 は90度だけ周辺に沿って相互から隔てられ、適切に成形されたフィードプローブを受けるような寸法にされている。誘電体共振器104 は周縁で2つのノッチ316 と320 を含んでいる。各ノッチはフィードプローブを受けるような寸法にされ、円形プレート300 のスロットに一致する。スロット316 と320 はフィードプローブに取付けるため導電材料でメッキされることもできる。

【 0 0 4 5 】

図 5 の A は、交差したダイポールアンテナと誘電体共振器とを含む実施形態を示している。この実施形態は衛星電話通信システムのアップリンク周波数 (L 帯域) で動作する誘電体共振器アンテナ104' を、衛星電話通信システムのダウンリンク (S 帯域) 周波数で動作する交差したダイポールアンテナ402 と一体化する 1 実施形態を示している。誘電体共振器アンテナ104' は接地平面108' に取付けられている。導電性にクラッド印刷回路板 (P C B) 404 は接地平面108' の上部を形成し、そこに誘電体共振器アンテナ104' が取付けられている。P C B 404 の反対側の表面には印刷された直角位相マイクロ波回路 (図示せず) が存在し、その出力は誘電体共振器アンテナの側面上に直交して配置された導電性条帯またはフィードプローブ112' と116' に給電する。フィード出力から上部接地平面の表面404 まで直角の導電性バイアホールは均一な振幅であるが、直角位相の信号を導電性条帯へ与える。条帯 (図示せず) は周囲に巻き付けられアンテナ104' の底部を横切って部分的に継続し、それによって通常のウェーブはんだ技術を使用することによりバイアホールのアイランドを経てパックを取付けるための優秀で廉価な方法を与える。高さの低いラドーム406 は両アンテナをカバーする。ケーブル408 はアップリンク / ダウンリンク R F 信号を伝播するための導電性条帯112' と116' と、ハウジング内のアクティブ電子系の D C バイアスに接続される。

【 0 0 4 6 】

アンテナ装置全体はベース部材410 に取付けられる。ベース部材410 はアンテナ装置を車体またはトラックの屋根に取付けるために磁気材料から作られるか磁気表面を有する。

【 0 0 4 7 】

誘電体共振器アンテナ104' は高い誘電率の (h i - K) セラミック材料 (即ち $\epsilon_r > 4 5$) から作られる “ パック ” と呼ばれる円筒形状の部材から形成されている。h i - K 材料は L 帯域周波数の共振に必要とされる寸法を減少させることを可能にする。パックは2つの直交し直径上の位置に配置された導電性条帯112' と116' により (H E M₁₁) モードで励起される。このモードは半球形状の円偏波放射を可能にする。接地平面108' の直径および形状は水平に近い角度でアンテナのカバー区域を改良するように調節されることができる。

【 0 0 4 8 】

10

20

30

40

50

パック中またはその周辺の $H E M_{11}$ モードフィールドはパックの軸に沿って配置された構造に結合しない。したがってダイポール対を給電する1つの伝送ライン(同軸または印刷ストリップライン)は誘電体共振器アンテナの放射パターンに悪影響せず誘電体共振器アンテナの中心を通して突出させることができる。さらに、ダイポールアームはL帯域周波数で共振せず、したがってL帯域とS帯域の結合は最小にされる。交差したダイポールは接地平面108'上の約1/3波長の距離(衛星ダウンリンク周波数で1.7インチ)に配置される。この方法による励起では、ダイポールは衛星通信用に対して理想的な半球状の円偏波放射パターンを発生する。ダイポールアームが屈折できる接地平面上の高さと角度は異なる放射パターン形状を与えるように調節されることができ、これは天頂の代わりに低い上下角の受信を強調する。ダイポールの下方のパックの存在による影響もまたこのようにして適合させることができる。

10

【0049】

図5の実施形態の変形では、交差したダイポールアンテナは1/4波長螺旋アンテナ(QFHA)により置換される。QFHAはシリンダ形状の枠の周辺に巻き付けられた印刷アンテナである。直径は小さく作られることができる(<0.5インチ)。アンテナはプラスチック支柱を使用して誘電体共振器アンテナ上に懸架されることができ、支柱とQFHA軸は誘電体共振器アンテナの軸と一致している。QFHAの放射パターンは接地平面の方向に向いてはゼロであり、そのため誘電体共振器と接地平面への結合効果は最小にされる。誘電体共振器アンテナの軸に沿って整列されたQFHAは小さい直径であるので、L帯域誘電体共振器アンテナパターンはQFHAの存在により歪みを生じることはない。

20

【0050】

図5のBで示されているさらに別の変形では、1/4波長螺旋アンテナ414は誘電体共振器アンテナ104'の中心軸に一致する中心軸で取付けられている。1/4波長のホイップアンテナ416はQFHA414と誘電体共振器アンテナ104'の共通軸に沿って設置されている。誘電体共振器アンテナ104'とQFHA414はそれらの軸に沿ってゼロフィールドを有するので、ホイップアンテナ416への結合は最小にされる。このホイップアンテナは800MHzセルラ帯域での通信に使用されることができる。

【0051】

以下、本発明の誘電体共振器アンテナの幾つかの特徴について説明する。

- Hi-K誘電体共振器アンテナは、L帯域衛星通信応用で高さの低い小型アンテナを提供し、
- 誘電体共振器アンテナパックの側面および底部の条帯のメッキはPCBフィードに対する優秀で廉価な取付け方法を可能にし、
- 誘電体共振器アンテナを給電するために一体化したPCBの使用はアンテナのポートで送信パワー増幅器の取付けを可能にし、それによって伝送ライン損失を最小にし、効率を改良し、
- 円偏波モードのハイブリッド誘電体共振器アンテナの使用は誘電体共振器アンテナの軸に沿った他のタイプのアンテナの一体化を可能にし、それによって多機能、多帯域性能を1つの低プロファイルアセンブリで可能にし、
- L帯域で非共振であるS帯域ダイポールの使用はさらにL帯域をS帯域アンテナから減結合し、
- S帯域ダイポールは非常に廉価であり、S帯域パターン形状の変更に有効な多数の調節を有する。

30

40

【0052】

図6は本発明にしたがって構成され1.62GHzで動作する誘電体共振器アンテナのコンピュータによってシミュレートされたアンテナ指向性対上下角特性を示している。共振器の誘電定数 ϵ_r は4.5に選択され、接地平面は直径3.4インチを有する。このシミュレーションでは、接地平面は円形を有するように選択されたが、他の形状が選択されることもできる。シミュレーションの結果は、10度以上の上下角において、最大利得が5.55dBで、平均利得が2.75dBで、最小利得が-1.27dBであることを示して

50

いる。

【0053】

図7は、1.62GHzで動作し10度の上下角における同じアンテナのコンピュータシミュレートされたアンテナ指向性対方位角特性を示している。シミュレーションの結果は、10度の上下角において、最大利得が-0.92dBで、平均利得が-1.14dBで、最小利得が-1.50dBであることを示している。交差偏波(RHCPまたは右廻りの円偏波)は非常に低い(-20dB)ことに注目すべきである。これは誘電体共振器アンテナが水平に近くても優れた軸比を有することを示している。

【0054】

本発明の種々の実施形態を前述したが、これらは単なる例示として示されたものであり、技術的範囲を限定するものではないことが理解されるであろう。したがって、本発明の技術的範囲は前述の例示的な実施形態により限定されず、特許請求の範囲の記載によるのみ限定されるべきである。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の1実施形態による誘電体共振器アンテナの側面図および平面図。

【図2】 並んで接続されている2つの誘電体共振器アンテナを具備しているアンテナアセンブリと、垂直に接続されている2つのスタックされた誘電体共振器アンテナを具備しているアンテナアセンブリの側面図。

【図3】 図2のスタックされたアンテナアセンブリのフィードプローブの配置図。

【図4】 誘電体共振器の下に配置されるような寸法にされた円形プレートを示す図。

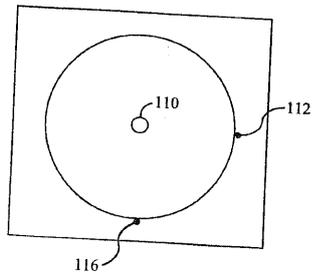
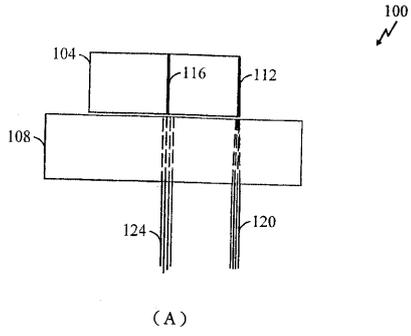
20

【図5】 誘電体共振器を有する交差したダイポールアンテナの別の実施形態と、1/4波長螺旋および単極ホイップを誘電体共振器アンテナを含むさらに別の実施形態を示す図。

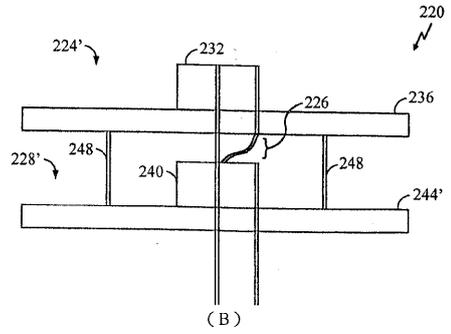
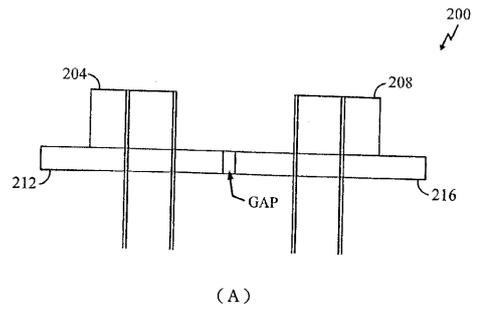
【図6】 本発明にしたがって構成され、1.62GHzで動作する誘電体共振器アンテナのコンピュータシミュレートされたアンテナの指向性対上下角特性図。

【図7】 1.62GHzで動作する同一のアンテナのコンピュータシミュレートされたアンテナの指向性対方位角特性図。

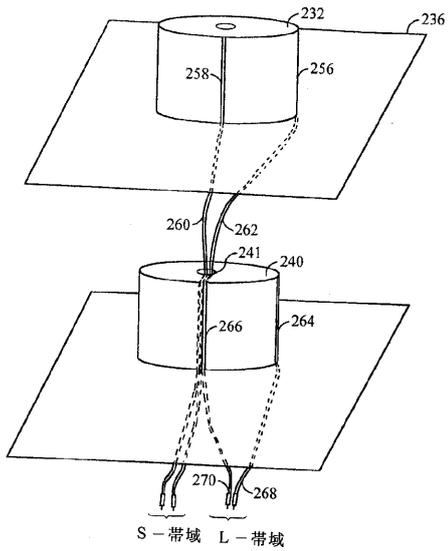
【 図 1 】



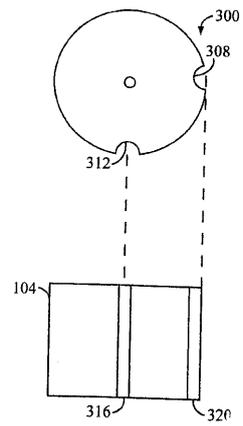
【 図 2 】



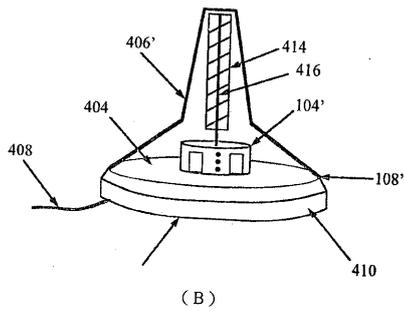
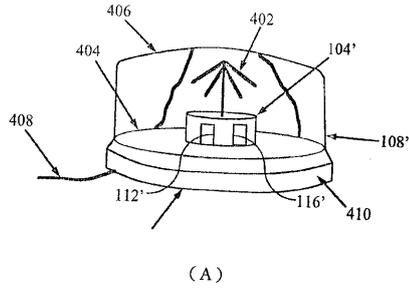
【 図 3 】



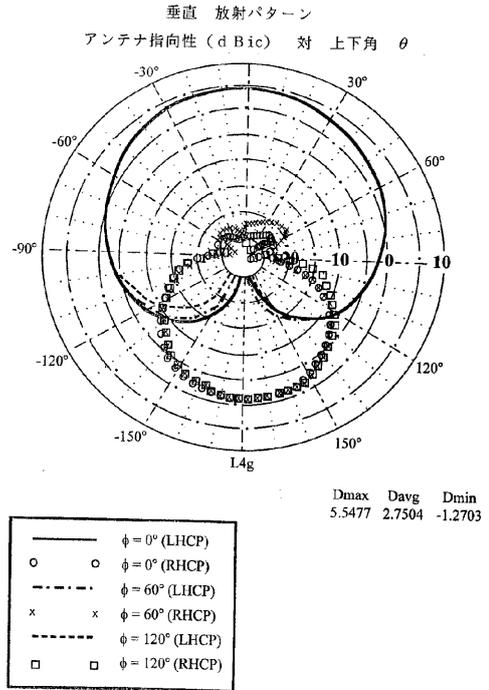
【 図 4 】



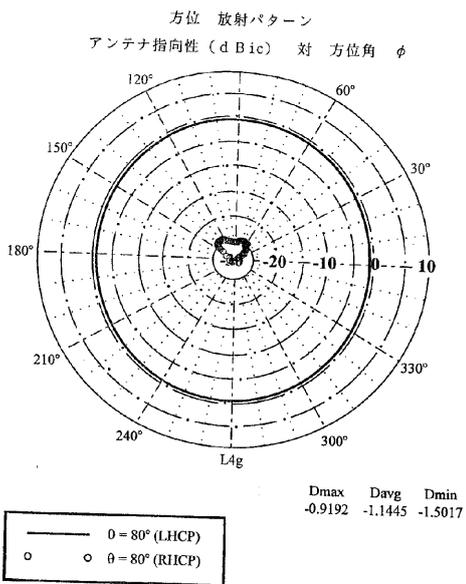
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

- (72)発明者 タツソウディ、モハンマド・アリ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 2 0 0 7 カーディフ、ベルディ・アベニュー 1 4 8
- (72)発明者 オザキ、アーネスト・ティ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 2 0 6 4 ポーウェイ、セージウッド・ドライブ 1 3 8
4 4
- (72)発明者 リン、イー - チェン
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 2 1 2 9 サン・ディエゴ、ラ・カメサ・ストリート 8
8 3 8

審査官 緒方 寿彦

- (56)参考文献 特開平02 - 214306 (JP, A)
特開平11 - 251828 (JP, A)
特開平10 - 200326 (JP, A)
特開平02 - 150101 (JP, A)
特開平07 - 336133 (JP, A)
特開平06 - 310930 (JP, A)
アール ケイ モンギア、エー イティッピブーン、エム クハシ、ディ ロスコー (R.K.Mongia, A. Ittipiboon, M. Cuhaci and D. Roscoe), Circularly polarised dielectric resonator antenna, ELECTRONICS LETTERS, 米国, 1994年 8月18日, 第30巻、第17号, p.1361-1362

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 13/00

H01Q 21/30