

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4918534号
(P4918534)

(45) 発行日 平成24年4月18日(2012.4.18)

(24) 登録日 平成24年2月3日(2012.2.3)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 1 Q 21/28	(2006.01)	HO 1 Q 21/28	
HO 1 Q 13/08	(2006.01)	HO 1 Q 13/08	
HO 1 Q 1/32	(2006.01)	HO 1 Q 1/32	Z

請求項の数 5 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2008-250065 (P2008-250065)	(73) 特許権者	000227892
(22) 出願日	平成20年9月29日 (2008.9.29)		日本アンテナ株式会社
(65) 公開番号	特開2010-81500 (P2010-81500A)		東京都荒川区西尾久7丁目49番8号
(43) 公開日	平成22年4月8日 (2010.4.8)	(73) 特許権者	000005326
審査請求日	平成22年8月24日 (2010.8.24)		本田技研工業株式会社
			東京都港区南青山二丁目1番1号
		(74) 代理人	100102635
			弁理士 浅見 保男
		(74) 代理人	100106459
			弁理士 高橋 英生
		(74) 代理人	100105500
			弁理士 武山 吉孝
		(74) 代理人	100103735
			弁理士 鈴木 隆盛

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 統合アンテナ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一面にグラウンドが形成されている絶縁性の回路基板と、
前記回路基板上に配置された第1の周波数帯で動作する第1のパッチアンテナと、
該第1のパッチアンテナの一部が重なると共に、前記回路基板上に傾斜して前記第1の
パッチアンテナの上方に配置された前記第1の周波数帯より高い第2の周波数帯で動作す
る第2のパッチアンテナと、

前記第1のパッチアンテナおよび前記第2のパッチアンテナの周囲であって、前記回路
基板の外周に沿って折曲されて配置されている前記第1の周波数帯より低い第3の周波数
帯で動作する第1の逆F型アンテナと、

前記第1のパッチアンテナおよび前記第2のパッチアンテナの周囲であって、前記回路
基板の外周に沿って折曲されて配置されている前記第1の周波数帯より高く前記第2の周
波数帯より低い第4の周波数帯で動作する第2の逆F型アンテナと、

前記回路基板上に設けられ、前記第1のパッチアンテナの出力と、前記第1の逆F型ア
ンテナの出力と、前記第2の逆F型アンテナの出力とを混合して出力する混合回路とを備
え、

前記第1のパッチアンテナ、前記第2のパッチアンテナ、前記第1の逆F型アンテナ、
前記第2の逆F型アンテナは、前記グラウンドが形成されている前記回路基板の一面に配置
されており、前記混合回路が前記回路基板の他面に設けられていることを特徴とする統合
アンテナ。

【請求項 2】

前記第 1 のパッチアンテナの給電点から前記第 2 の逆 F 型アンテナの給電点が離隔されるように、前記第 2 の逆 F 型アンテナの向きが設定されて配置されていることを特徴とする請求項 1 記載の統合アンテナ。

【請求項 3】

前記第 1 の周波数帯および前記第 2 の周波数帯は狭帯域とされ、前記第 3 の周波数帯および前記第 4 の周波数帯は広帯域とされていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の統合アンテナ。

【請求項 4】

前記混合回路は、3つの入力端子と1つの出力端子を有し、各入力端子と出力端子との間に、1つのアンテナの動作周波数帯の信号は通過させるが、他の2つのアンテナの動作周波数帯の信号をそれぞれ阻止するフィルタが挿入されており、前記第1の逆F型アンテナの出力が入力される入力端子には、前記第1の周波数帯で共振するオープンスタブが接続されており、前記第2の逆F型アンテナの出力が入力される入力端子には前記第1の周波数帯のほぼ1/2で共振するショートスタブが接続されていることを特徴とする請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の統合アンテナ。

10

【請求項 5】

前記混合回路は、3つの入力端子と1つの出力端子を有し、各入力端子と出力端子との間に、1つのアンテナの動作周波数帯の信号は通過させるが、他の2つのアンテナの動作周波数帯の信号をそれぞれ阻止するLC共振回路からなるフィルタが挿入されており、該LC共振回路を構成するチップコイルとチップコンデンサとが前記回路基板上において約3mm以上離れて配置されるように、前記チップコイルと前記チップコンデンサとが接続されるパターンの長さが設定されることを特徴とする請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の統合アンテナ。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、それぞれ動作する周波数帯が異なる複数のアンテナを備える統合アンテナに関するものである。

【背景技術】

30

【0002】

近年の車両にはラジオ、テレビ、電話、GPS (Global Positioning System)、VICS (Vehicle Information and Communication)、ETC (Electronic Toll Collection) といったシステムに使用する多種多様なアンテナが搭載されている。車両に搭載するアンテナの個数が増加するにつれて、一般に車両の美観は損なわれると共に、取り付けるための作業時間も増大するようになる。そこで、車両のインダッシュパネル、トランク、スポイラーやドアミラーといった部分へアンテナを内蔵させることが進められている。また、それぞれ動作する周波数帯が異なる複数のアンテナを一つに統合した統合アンテナを用いることも行われている。

【特許文献 1】特開 2007 - 158957 号公報

40

【特許文献 2】特開 2006 - 33698 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

従来の統合アンテナの構成例を図 34 に示す。図 34 に示す統合アンテナ 200 は、GPS アンテナ 210 と ETC アンテナ 211 とを統合した統合アンテナとされている。統合アンテナ 200 は、一面のほぼ全面にグラウンドが形成されている絶縁性の基板 214 の上面に GPS アンテナ 210 が配置され、この GPS アンテナ 210 に並んで ETC アンテナ 211 が配置されている。GPS アンテナ 210 はパッチアンテナとされ、矩形のセラミック材等からなる誘電体基板 210a を有し、誘電体基板 210a の表面に対角に摺

50

動素子が形成されている方形パッチ 2 1 0 b が形成されている。また、E T C アンテナ 2 1 1 もパッチアンテナとされ、矩形のセラミック材等からなる誘電体基板 2 1 1 a を有し、誘電体基板 2 1 1 a の表面に対角に撮動素子が形成されている方形パッチ 2 1 1 b が形成されている。

【 0 0 0 4 】

統合アンテナでは、電話用のアンテナも統合することが望まれており、電話用アンテナを統合する場合は、G P S アンテナ 2 1 0 および E T C アンテナ 2 1 1 が搭載されている基板 2 1 4 上に電話用アンテナも配置される。このため、基板 2 1 4 の面積が大きくなってしまふ。近年の車両においては I T S (Intelligent Transport Systems) 関連機器やエアバッグ等の安全装置が充実されており、これらの機器を内蔵していることからアンテナを内蔵するスペースの確保が困難になりつつある。このため、小さな占有スペースしか必要としない小型の統合アンテナが望まれている。従来の電話用アンテナも統合した統合アンテナを小型化するには、統合する G P S アンテナ 2 1 0 および E T C アンテナ 2 1 1 を近づけて配置すると共に、電話用アンテナを G P S アンテナ 2 1 0 および E T C アンテナ 2 1 1 に近づけて配置する必要がある。すると、他のアンテナの影響を受けやすくなって、適切な指向性やアイソレーションを得ることができないという問題点があった。

そこで、本発明は複数のアンテナを統合した小型の統合アンテナとしても個々のアンテナにおいて良好な電気的特性が得られる統合アンテナを提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 5 】

上記目的を達成するために、本発明の統合アンテナは、一面にグラウンドが形成されている絶縁性の回路基板と、前記回路基板上に配置された第 1 の周波数帯で動作する第 1 のパッチアンテナと、該第 1 のパッチアンテナの一部が重なりと共に、前記回路基板上に傾斜して前記第 1 のパッチアンテナの上方に配置された前記第 1 の周波数帯より高い第 2 の周波数帯で動作する第 2 のパッチアンテナと、前記第 1 のパッチアンテナおよび前記第 2 のパッチアンテナの周囲であって、前記回路基板の外周に沿って折曲されて配置されている前記第 1 の周波数帯より低い第 3 の周波数帯で動作する第 1 の逆 F 型アンテナと、前記第 1 のパッチアンテナおよび前記第 2 のパッチアンテナの周囲であって、前記回路基板の外周に沿って折曲されて配置されている前記第 1 の周波数帯より高く前記第 2 の周波数帯より低い第 4 の周波数帯で動作する第 2 の逆 F 型アンテナと、前記回路基板上に設けられ、前記第 1 のパッチアンテナの出力と、前記第 1 の逆 F 型アンテナの出力と、前記第 2 の逆 F 型アンテナの出力とを混合して出力する混合回路とを備え、前記第 1 のパッチアンテナ、前記第 2 のパッチアンテナ、前記第 1 の逆 F 型アンテナ、前記第 2 の逆 F 型アンテナは、前記グラウンドが形成されている前記回路基板の一面に配置されており、前記混合回路が前記回路基板の他面に設けられていることを最も主要な特徴としている。

【発明の効果】

【 0 0 0 6 】

本発明の統合アンテナでは、第 1 のパッチアンテナの一部が重なりと共に、回路基板上に傾斜して第 1 のパッチアンテナの上方に第 2 のパッチアンテナが配置されることから、小型の統合アンテナとすることができる。また、一部が重なるように配置しても第 1 のパッチアンテナと第 2 のパッチアンテナとのアイソレーションが劣化しないことを見出した。さらに、第 1 のパッチアンテナの指向特性は第 2 のアンテナの影響をほぼ受けることなく、傾斜して配置される第 2 のパッチアンテナの指向特性は鉛直方向から傾斜することから、例えば E T C アンテナに必要な指向特性とすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 0 7 】

本発明にかかる第 1 実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図を図 1 に示す。

図 1 に示す第 1 実施例の統合アンテナ 1 0 0 は、G P S アンテナ 1 0 と E T C アンテナ 1 1 とを統合した小型の統合アンテナとされている。統合アンテナ 1 0 0 は、一面のほぼ全面にグラウンドが形成されている絶縁性の回路基板 1 4 のほぼ中央に G P S アンテナ 1 0

が配置され、このGPSアンテナ10の上に一部が重なるようにETCアンテナ11が、回路基板14に対して傾斜して配置されている。GPSアンテナ10はパッチアンテナとされ、矩形のセラミック材等からなる誘電体基板10aを有し、誘電体基板10aの表面に対角に摂動素子が形成されている矩形の方形パッチ10bが形成されている。GPSアンテナ10の受信の動作周波数帯は $1575.42\text{MHz} \pm 1.023\text{MHz}$ とされ、受信偏波は右旋円偏波とされている。また、ETCアンテナ11もパッチアンテナとされ、矩形のセラミック材等からなる誘電体基板11aを有し、誘電体基板11aの表面に対角に摂動素子が形成されている矩形の方形パッチ11bが形成されている。ETCアンテナ11の送受信の動作周波数帯は $5820\text{MHz} \pm 25\text{MHz}$ とされ、偏波は右旋円偏波とされている。GPSアンテナ10とETCアンテナ11との鉛直方向の最小間隔は約2m
10
mとされ、上面から見た際にETCアンテナ11における面積の約20%が、GPSアンテナ10と重なっている。このようにしても、後述するようにGPSアンテナ10の利得や軸比の電気的特性は劣化しないと共に、GPSアンテナ10の指向特性もほとんど変化しない。また、ETCアンテナ11は回路基板14に対して約 15° 傾斜しており、統合アンテナ100を車両のダッシュボード等に設置した際に、ETCゲートに設置されているETCアンテナ間との通信を効率よく行うことができる。

【0008】

次に、本発明にかかる第2実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図を図2に示し、第2実施例の統合アンテナの構成を示す側面図を図3に示す。

これらの図に示すように第2実施例の統合アンテナ1は、GPSアンテナ10とETC
20
アンテナ11、および、800MHz帯の第1電話用アンテナ12と2GHz帯用の第2電話用アンテナ13とを統合した小型の統合アンテナとされている。第1電話用アンテナ12が動作する800MHz帯の送信帯域は830~840MHz、受信帯域は875MHz~885MHzとされている。また、第2電話用アンテナ13が動作する2GHz帯の送信帯域は1940~1960MHz、受信帯域は2130MHz~2150MHzとされている。統合アンテナ1は、一面にグラウンドが形成されている絶縁性の回路基板14のほぼ中央にGPSアンテナ10が配置され、このGPSアンテナ10の上に一部が重なるようにETCアンテナ11が、回路基板14に対して傾斜して配置されている。また、GPSアンテナ10とETCアンテナ11を囲むようにそれらの周囲に、第1電話用アンテナ12および第2電話用アンテナ13とが回路基板14の外周に沿って折曲されて配置
30
されている。GPSアンテナ10およびETCアンテナ11はパッチアンテナとされ、第1実施例のGPSアンテナ10およびETCアンテナ11と同一の構成とされている。

【0009】

また、第1電話用アンテナ12は逆F型アンテナで構成されており、携帯電話における800MHz帯用のアンテナとされ、回路基板14の外周に沿って設けられている。この第1電話用アンテナ12は、回路基板14の角に沿って屈曲された金属製とされた平板状の放射板12aと、放射板12aの一端から回路基板14側へほぼ直角に折曲されて構成され、端縁が回路基板14の表面のほぼ全面に形成されているグラウンドに電氣的に接続されている平板状の短絡板12cと、短絡板12cの若干手前の所定位置の放射板12aの側縁から回路基板14側へほぼ直角に折曲されて構成され、端縁が回路基板14に設けら
40
れた給電点に電氣的に接続されている平板状の給電板12bとから構成されている。さらに、第2電話用アンテナ13も逆F型アンテナで構成されており、携帯電話における2GHz帯用のアンテナとされ、回路基板14の側端部に沿って設けられている。この第2電話用アンテナ13は、回路基板14の角に沿って屈曲された金属製とされた平板状の放射板13aと、放射板13aの一端から回路基板14側へほぼ直角に折曲されて構成され、端縁が回路基板14に形成されているグラウンドに電氣的に接続されている平板状の短絡板13cと、短絡板13cの手前であって放射板13aにおける所定位置の側縁から回路基板14側へほぼ直角に折曲されて構成され、端縁が回路基板14に設けられた給電点に電氣的に接続されている平板状の給電板13bとから構成されている。

【0010】

10

20

30

40

50

回路基板 14 の裏面には、図示されていないが GPS アンテナ 10 の受信信号と、第 1 電話用アンテナ 12 の受信信号と、第 2 電話用アンテナ 13 の受信信号を混合して出力する混合回路が設けられている。この混合回路は、800MHz 帯の携帯電話機および 2GHz 帯用の携帯電話機から送信された送信信号を第 1 電話用アンテナ 12 と第 2 電話用アンテナ 13 とに振り分けて送信させる機能も奏している。回路基板 14 は、金属製の方形とされたベースプレート 15 に若干の間隙を持って取り付けられている。ETC アンテナ 11 の回路基板 14 に対する傾斜角度は、例えば約 15° とされており、傾斜されている ETC アンテナ 11 の下端と GPS アンテナ 10 の上面との間隔 G は、例えば約 2mm とされている。

本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナ 1 においては、GPS アンテナ 10 に ETC アンテナ 11 の一部を重ねて配置すると共に、第 1 電話用アンテナ 12 の放射板 12a と第 2 電話用アンテナ 13 の放射板 13a を屈曲することにより、小型化された統合アンテナ 1 としている。

【0011】

ここで、ETC アンテナ 11 が GPS アンテナ 10 に与える影響を検証するために、傾斜されている ETC アンテナ 11 の下端と GPS アンテナ 10 の上面との間隔 G (図 2 参照) をパラメータとした GPS アンテナ 10 のゲインと軸比 (AR) との特性を図 4 に示す。図 4 に示すグラフにおいて、横軸は間隔 G [mm] とされ、縦軸の左側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) におけるゲイン [dBic] とされ、縦軸の右側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) における軸比 (AR) [dB] とされている。図 4 を参照すると、間隔 G を 0mm から 10mm まで変化させてもゲインは約 5 [dBic] をほぼ維持しており、軸比も 0 ~ 1 [dB] 内でわずかに変化するだけであり、間隔 G を小さくしても GPS アンテナ 10 に ETC アンテナ 11 はほぼ影響を与えないことが分かる。なお、図 4 のもっとも右側に ETC アンテナ 11 を省略した場合を示しており、この場合のゲインと軸比の値からも、ETC アンテナ 11 が GPS アンテナ 10 にほとんど影響を与えていないことが分かる。

【0012】

次に、ETC アンテナ 11 が GPS アンテナ 10 に与える影響を検証するために、ETC アンテナ 11 の傾斜角度をパラメータとした GPS アンテナ 10 のゲインと軸比 (AR) との特性を図 5 に示す。図 5 に示すグラフにおいて、横軸は傾斜角度 [deg] とされ、縦軸の左側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) におけるゲイン [dBic] とされ、縦軸の右側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) における軸比 (AR) [dB] とされている。図 5 を参照すると、傾斜角度を 0° から 60° まで変化させてもゲインは約 5 [dBic] をほぼ維持しており、軸比も 0 ~ 1 [dB] 内でわずかに変化するだけであり、傾斜角度を変えても GPS アンテナ 10 に ETC アンテナ 11 はほぼ影響を与えないことが分かる。このことから、傾斜角度は ETC アンテナ 11 に要望される指向特性を得ることのできる傾斜角度とすることができる。

【0013】

図 6 は、図 2 および図 3 に示す本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナ 1 の構成を示す上面図であり、図 6 には GPS アンテナ 10 と ETC アンテナ 11 との重なりが面積 S [%] で示されている。そこで、ETC アンテナ 11 が GPS アンテナ 10 に与える影響を検証するために、重なり面積 S をパラメータとした GPS アンテナ 10 のゲインと軸比 (AR) との特性を図 7 に示す。図 7 に示すグラフにおいて、横軸は重なり面積 S [%] とされ、縦軸の左側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) におけるゲイン [dBic] とされ、縦軸の右側の目盛りは Z 軸 (天頂) 方向 ($=0^\circ$) における軸比 (AR) [dB] とされている。図 7 を参照すると、面積 S [%] を 0% から 100% まで変化させてもゲインは約 5 [dBic] をほぼ維持しており、軸比も 0 ~ 1 [dB] 内でわずかに変化するだけであり、重なり面積 S [%] を小さくしても GPS アンテナ 10 に ETC アンテナ 11 はほぼ影響を与えないことが分かる。

【0014】

また、本発明にかかる第2実施例の統合アンテナ1においてETCアンテナ11を省略した場合のGPSアンテナ10のX-Z面の指向特性を図8に示し、この場合におけるY-Z面の指向特性を図9に示す。この場合のX軸、Y軸、Z軸は図2および図3に示す方向とされている。図8および図9を参照すると、GPSアンテナ10は天頂方向(Z軸)に最大放射が得られており、その最大ゲインは約6dBないし約7dBとされている。

そして、図2および図3に示すようにETCアンテナ11を備える本発明にかかる第2実施例の統合アンテナ1においてGPSアンテナ10のX-Z面の指向特性を図10に示し、この場合におけるY-Z面の指向特性を図11に示す。図10および図11を参照すると、GPSアンテナ10はほぼ天頂方向(Z軸)に最大放射が得られており、その最大ゲインは約6dBないし7dBが得られている。図10および図11に示す指向特性を図8および図9に示す指向特性と対比すると、GPSアンテナ10の斜め上方にETCアンテナ11を配置するようにしても、GPSアンテナ10で要求される天頂方向で最大放射の指向特性を実現することができる。これはGPSアンテナ10からETCアンテナ11への電流の誘起が極めて少ないためと考えられる。

【0015】

次に、本発明にかかる第2実施例の統合アンテナ1の変形例の構成を示す斜視図を図12に示す。図12に示す第2実施例の変形例の統合アンテナ2では、第2電話用アンテナ23の回路基板14上の向きが逆になるように配置されており、他の構成は統合アンテナ1と同様とされている。すなわち、図2および図3に示す統合アンテナ1における第2電話用アンテナ13では、短絡板13cおよび給電板13bはETCアンテナ11の配置位置と逆方向側に配置されているのに対して、変形例の統合アンテナ2においては、短絡板23cおよび給電板23bはETCアンテナ11の配置位置と同方向側に配置されている。このため、第2電話用アンテナ23における給電点とGPSアンテナ10における給電点とが、統合アンテナ1の場合より近づく構成とされている。そこで、統合アンテナ1における第2電話用アンテナ13とGPSアンテナ10とのアイソレーションの周波数特性と、変形例の統合アンテナ2における第2電話用アンテナ23とGPSアンテナ10とのアイソレーションの周波数特性とを対比して図13に示す。図13において横軸は700MHzないし2300MHzの周波数軸とされ、縦軸はアイソレーション量[dB]とされており、変形例の統合アンテナ2のアイソレーション特性が破線のAで示され、統合アンテナ1のアイソレーション特性が実線のBで示されている。図13を参照すると、電流が強く発生する給電点を統合アンテナ1のように互いに離す構造とすることにより、700MHzないし2300MHzの周波数帯域のほぼ全体にわたりアイソレーションが改善されており、アイソレーション量を最大で約3dB改善できることがわかる。このことから、第2実施例の統合アンテナ1においては、第2電話用アンテナ13における給電点とGPSアンテナ10における給電点とを互いに離す構造としているのである。なお、用途によっては変形例の統合アンテナ2の構造としてもよい。

【0016】

次に、本発明にかかる第2実施例の統合アンテナ1における回路基板14の裏面に設ける混合回路3の構成を示すブロック図を図14に示す。図14に示す混合回路3は、3つの入力端子IN1、IN2、IN3と1つの出力端子OUTとを備えている。入力端子IN1には第1電話用アンテナ12が接続されており、入力端子IN2にはGPSアンテナ10が接続されており、入力端子IN3には第2電話用アンテナ13が接続されている。また、出力端子OUTからは3つの入力端子IN1、IN2、IN3に入力された異なる周波数帯域の3つの受信信号が混合されて出力される。さらに、出力端子OUTから入力された800MHz帯の携帯電話機および2GHz帯の携帯電話機からの送信信号は、それぞれ周波数帯域別に振り分けられて入力端子IN1および入力端子IN3からそれぞれ出力される。

【0017】

入力端子IN1と出力端子OUT間には、GPSの周波数帯をカットするGPSカットフィルタ31および電話における2GHz帯をカットする電話(2GHz)カットフィルタ

10

20

30

40

50

32が直列に接続されていると共に、入力端子IN1とGPSカットフィルタ31との間にGPSの周波数帯で共振するオープンスタブ37が接続されている。入力端子IN2と出力端子OUT間には、800MHz帯の携帯電話の周波数帯をカットする電話(800MHz)カットフィルタ33および2GHz帯の携帯電話の周波数帯をカットする電話(2GHz)カットフィルタ34が直列に接続されている。入力端子IN3と出力端子OUT間には、800MHz帯の携帯電話の周波数帯をカットする電話(800MHz)カットフィルタ35およびGPSの周波数帯をカットするGPSカットフィルタ36が直列に接続されていると共に、入力端子IN3とGPSカットフィルタ31との間にGPSの周波数帯の約半分の周波数で共振するショートスタブ38が接続されている。

【0018】

GPSカットフィルタ31ないしGPSカットフィルタ36は、それぞれインダクタとコンデンサの並列共振回路からなるLC共振回路により構成されており、カットしたい周波数帯を出力端子OUT側からみてハイインピーダンスにすることで、各入力端子間のアイソレーションを確保している。一例としてGPSカットフィルタ31のみの構成を図15に示すが、このGPSカットフィルタ31はインダクタ31aとコンデンサ31bとが並列接続された並列共振回路とされ、その共振周波数はGPSの周波数帯の中心周波数とされている。しかし、GPSの周波数帯や2GHz帯の携帯電話の周波数帯のように高周波になると、インダクタやコンデンサの部品の定数のばらつきや、プリントパターン上に部品を実装する位置のばらつきにより並列共振回路の共振周波数がずれるようになって、アイソレーションの低下や、通過させる周波数帯域の通過特性が悪化してしまう。これを防止する手段の一つとして、オープンスタブ37およびショートスタブ38が設けられている。

【0019】

オープンスタブ37を備えるGPSカットフィルタ31の構成を図16に示す。オープンスタブ37は、GPSの周波数帯の中心周波数の波長の約1/4波長の長さとしており、上記中心周波数に共振する。オープンスタブ37の作用を説明するために、図15に示すオープンスタブ37を備えないGPSカットフィルタ31の場合の入力端子INと出力端子OUT間の通過損の周波数特性を図17に示し、図16に示すオープンスタブ37を備えるGPSカットフィルタ31の場合の入力端子INと出力端子OUT間の通過損の周波数特性を図18に示す。この場合、インダクタ31aは約2.7nH、コンデンサ31bは約3pFとされ、コンデンサ31bの定数が0.2pF変動して3.2pFになったものとしている。図17に示す通過損の周波数特性を参照すると、コンデンサ31bが3pFとなっている時はaで示す実線のようにGPSの周波数帯において約-25.4dBの通過損が得られているが、コンデンサ31bが変動して3.2pFになると、bで示す破線の特性のようにGPSの周波数帯において約-12.8dBの通過損しか得られないことになる。しかし、オープンスタブ37を備えるようにすると図18に示す通過損の周波数特性のように、コンデンサ31bが3pFとなっている時はcで示す実線の特性のようにGPSの周波数帯において約-54.2dBの大きな通過損が得られており、コンデンサ31bが変動して3.2pFになっても、dで示す破線の特性のようにGPSの周波数帯において約-41.4dBの改善された通過損が得られるようになる。このように、オープンスタブ37を備えさせることにより、混合回路3における通過損を改善できると共に、各カットフィルタを構成する部品の定数のバラツキがあっても通過損を改善することができ、カットしたい周波数帯を確実にカットできるようになる。

【0020】

ところで、GPSの周波数帯と携帯電話の2GHz帯とのように、通過させる帯域とカットする帯域との周波数が近くされて約400MHzしか離れていない場合は、オープンスタブを使用するとカットする帯域が広がって通過させる帯域も減衰してしまうようになる。そこで、通過させる帯域とカットする帯域との周波数差が小さい場合は、オープンスタブの代わりに、ショートスタブを使うようにする。ショートスタブでは、カットしたい周波数の約半分の周波数の波長の1/4波長の長さとして、カットしたい周波数

10

20

30

40

50

帯を減衰させるようにする。ショートスタブ38を備えるGPSカットフィルタ35の構成を図19に示す。ショートスタブ38は、GPSの周波数帯の中心周波数の約半分の波長の約1/4波長の長さとしてされており、GPSにおける中心周波数の約半分の周波数に共振する。

【0021】

ショートスタブ38の作用を説明するために、図16に示すオープンスタブ37を備えるGPSカットフィルタ31の通過損の周波数特性と、図19に示すショートスタブ38を備えるGPSカットフィルタ35の通過損の周波数特性とを対比して図20に、対比した表を図21に示す。図20および図21を参照すると、GPSにおける中心周波数(1.5754GHz)において、オープンスタブ37を備える場合は約-45.7dBの通過損が得られるのに対して、ショートスタブ38を備える場合は約-37.3dBと通過損が約8.4dB少なくなるが十分な通過損が得られている。また、通過させる携帯電話の2GHz帯における下限の周波数(1.94GHz)において、オープンスタブ37を備える場合は通過損が約-2.4dBとなるのに対して、ショートスタブ38を備える場合は約-1.8dBと通過損を約0.6dB改善することができる。しかし、通過させる携帯電話の2GHz帯における上限の周波数(2.15GHz)においては、オープンスタブ37を備える場合は通過損が約-0.94dBとなるのに対して、ショートスタブ38を備える場合は約-1.2dBと通過損が約0.26dB劣化するが、良好な通過損は得られている。

なお、オープンスタブのパターン幅を小さくすれば急峻な特性となって、カットする帯域を狭めることができることが知られている。すると、GPSの周波数帯と携帯電話の2GHz帯とのように、通過させる帯域とカットする帯域との周波数が約400MHzしか離れていない場合にも適用できるが、この場合のパターン幅は約0.06mmが必要となってしまう、実際には作製することが困難な細さのパターン幅にしなければならない。ここで、図20および図21に示す通過損の周波数特性においては、オープンスタブ37およびショートスタブ38のパターンのパターン幅は約0.3mmと容易に作成できるパターン幅とされている。

【0022】

次に、混合回路3においてプリントパターン上に部品を実装する位置のばらつきにより並列共振回路の共振周波数がずれることを防止する構成を図22に示す。図22には、図14に示す混合回路3における一つのカットフィルタを構成する共振回路パターン40が示されており、パターン41とパターン42にまたがるようにインダクタ(L)43とコンデンサ(C)44とがハンダ付けされて並列共振回路が構成されている。パターン41およびパターン42におけるインダクタ43とコンデンサ44とが接続される部位のパターンは縦方向に長く形成されて長さ L_p とされている。この長さ L_p を長くしていくと共に、長さ L_p に対応してコンデンサ44の定数を小さくしていくことにより、部品を実装する位置にばらつきがあっても並列共振回路の共振周波数のずれを抑制できることを見出した。

【0023】

これを説明するために、図22に示す構成の並列共振回路において長さ L_p を約2mmとした場合の通過損の周波数特性を図23に、長さ L_p を約3mmとした場合の通過損の周波数特性を図24に、長さ L_p を約4mmとした場合の通過損の周波数特性を図25に示し、これらの通過損の周波数特性を表にして図26に示す。なお、長さ L_p を約2mmとした場合のコンデンサ44の定数は約2.9pF、長さ L_p を約3mmとした場合のコンデンサ44の定数は約1.6pF、長さ L_p を約4mmとした場合のコンデンサ44の定数は約1.1pFとされて、並列共振回路の共振周波数は約2.1GHzに設定されている。

これらの図表を参照すると、長さ L_p を約2mmとした場合に、共振周波数とされる中心周波数2.1GHzにおける通過損は約-26.0dBが得られている。そして、インダクタ43とコンデンサ44との実装位置がばらついて約0.1mm離れた(+0.1m

10

20

30

40

50

m) 場合は中心周波数が約 2.02 GHz に低下し、2.1 GHz における通過損は -12.0 dB に劣化する。また、実装位置が約 0.1 mm 近づいた (-0.1 mm) 場合は中心周波数が約 2.19 GHz に上昇し、2.1 GHz における通過損は -11.6 dB に低下する。このように、長さ L_p を約 2 mm とした場合は、インダクタ 43 とコンデンサ 44 との実装位置が約 ± 0.1 mm ばらつくと、共振周波数が約 90 MHz ずれると共に、通過損が約 1.4 dB 劣化することになる。

【0024】

また、長さ L_p を約 3 mm とした場合に、共振周波数とされる中心周波数 2.1 GHz における通過損は約 -27.9 dB が得られている。そして、インダクタ 43 とコンデンサ 44 との実装位置が約 0.1 mm 離れた (+0.1 mm) 場合は中心周波数が約 2.05 GHz に低下し、2.1 GHz における通過損は -17.6 dB に劣化する。また、実装位置が約 0.1 mm 近づいた (-0.1 mm) 場合は中心周波数が約 2.15 GHz に上昇し、2.1 GHz における通過損は -17.0 dB に低下する。このように、長さ L_p を約 3 mm とした場合は、インダクタ 43 とコンデンサ 44 との実装位置が約 ± 0.1 mm ばらつくと、共振周波数のずれが約 50 MHz に改善されると共に、通過損の劣化が約 10 dB に改善されることになる。

【0025】

さらに、長さ L_p を約 4 mm とした場合に、共振周波数とされる中心周波数 2.1 GHz における通過損は約 -29.3 dB が得られている。そして、インダクタ 43 とコンデンサ 44 との実装位置が約 0.1 mm 離れた (+0.1 mm) 場合は中心周波数が約 2.07 GHz に低下し、2.1 GHz における通過損は -21.4 dB に劣化する。また、実装位置が約 0.1 mm 近づいた (-0.1 mm) 場合は中心周波数が約 2.13 GHz に上昇し、2.1 GHz における通過損は -20.7 dB に低下する。このように、長さ L_p を約 4 mm とした場合は、インダクタ 43 とコンデンサ 44 との実装位置が約 ± 0.1 mm ばらつくと、共振周波数のずれが約 30 MHz に改善されると共に、通過損の劣化が約 8 dB に改善されることになる。

このことから、長さ L_p は約 3 mm 以上に設定するのが好適とされる。

【0026】

ところで、不平衡伝送状態の同軸線路に平衡伝送状態のアンテナを直接接続すれば同軸線路の外被導体の外側に漏れ電流が発生すると共に、アンテナが平衡励振されずに、各々本来の正当な動作が阻害されることが知られている。また、グランド面積が使用周波数の波長に比して狭小な場合は、給電系の同軸ケーブルの外被導体の外側に不要な漏洩電流が発生することも知られている。

ここで、逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する構成例を図 27 に示す。図 27 において、基板 52 の一面にはグランドが形成されており、基板 52 上に設けられた逆 F 型アンテナ 50 は、平板状の放射板 50a と、放射板 50a の一端を折曲して形成された短絡板 50c と、放射板 50a の一端部に設けられた給電ピン 50b から構成されている。そして、同軸ケーブル 51 の中心導体が給電ピン 50b の下端に接続されて給電され、同軸ケーブル 51 の外被導体は基板 52 に形成されているグランドに接続されて、同軸ケーブル 51 により逆 F 型アンテナ 50 は給電されている。

【0027】

また、逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する他の構成例を図 28 に示す。図 28 において、基板 52 の一面にはグランドが形成されており、基板 52 上に設けられた逆 F 型アンテナ 50 は、平板状の放射板 50a と、放射板 50a の一端を折曲して形成された短絡板 50c と、放射板 50a の一端部に設けられた給電ピン 50b から構成されている。そして、給電ピン 50b の下端は基板 52 上に形成されたストリップ線路 53 の一端に接続されて給電され、このストリップ線路 53 の他端に同軸ケーブル 51 の中心導体が接続されて、その外被導体が基板 52 に形成されているグランドに接続されることにより、逆 F 型アンテナ 50 は同軸ケーブル 51 およびストリップ線路 53 から給電されるようになる。

10

20

30

40

50

【0028】

図27および図28に示す給電構造において、図29に側面図で示す給電構造のように基板52の面積が十分大きく、基板52上に形成されているグラウンドの大きさが逆F型アンテナ50の使用周波数の波長に対して十分な面積を有している場合は、逆F型アンテナ50は不平衡型励振のアンテナとして振る舞い、同軸ケーブル51の外被導体の外側に不要な漏洩電流が発生することはない。しかし、図30に側面図で示す給電構造のように統合アンテナを小型とするために基板52の面積が小さくされ、基板52上に形成されているグラウンドの大きさが逆F型アンテナ50の使用周波数の波長に対して十分な面積を有していない場合や、アンテナ入力端で十分にインピーダンス整合されていない場合には、逆F型アンテナ50であっても平衡型励振のアンテナに姿態は漸近する。これにより、図29に示すように同軸ケーブル51と直接接続、あるいは、図30に示すように基板52上に形成されたストリップ線路53を介して給電した場合、不平衡線路と平衡型励振のアンテナが接続されることから伝送姿態が乱され、同軸ケーブル51の外被導体の外側に不要な漏洩電流が発生し、逆F型アンテナ50の放射特性、インピーダンス特性に甚大な影響を及ぼすようになる。

10

【0029】

本発明の第2実施例の統合アンテナ1においては、使用周波数の最も低域である800MHz帯とされる第1電話用アンテナ12において、統合アンテナ2における回路基板14上に形成されたグラウンド面積が狭小となることから、同軸ケーブルへの漏洩電流が発生しやすい構造とされている。そこで、図31に本発明の第2実施例の統合アンテナ1における第1電話用アンテナ12の給電構造を側面図で示す。図31に示す給電構造においては、図14に示す混合回路3が回路基板14の裏面に設けられており、この混合回路3は、第1電話用アンテナ12と同軸ケーブル19との間に設けられており、混合回路3の入力端子が給電板12bの下端に接続されて給電する給電点12dとされている。この混合回路3では、第1電話用アンテナ12の例えば50のインピーダンスと、同軸ケーブル19の50の特性インピーダンスとのインピーダンス整合も行われている。そして、図14に示すように並列共振回路からなるカットフィルタ31~36により、第1電話用アンテナ12とGPSアンテナ10および第2電話用アンテナ13から受信された信号が合成され、かつ入力端子へ他の信号が混入しない様にアイソレーション特性が調整されている。これにより、回路基板14に形成されたグラウンド面積が第1電話用アンテナ12の使用周波数に対して狭小とされていても同軸ケーブル19への漏洩電流を低減することができる。

20

30

【0030】

次に、本発明にかかる第3実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図を図32に、他の方向から見た斜視図を図33に示す。

これらの図に示す本発明の第3実施例の統合アンテナ4は、カバー17を備えており、下面が開口している箱状の樹脂製とされたカバー17が、ベースプレート15に取り付けられる。この場合、ベースプレート15の四隅には挿通孔15aが形成された凸部がそれぞれ形成されており、回路基板14上に設けられているGPSアンテナ10、ETCアンテナ11、第1電話用アンテナ12および第2電話用アンテナ13を内部に収納するようにカバー17を被せる。そして、挿通孔15aに下からネジを挿通してカバー17の四隅の内側に形成されているねじ穴に螺合させる。これによりカバー17に収納された統合アンテナ4とすることができる。

40

【0031】

回路基板14上には樹脂製とされた断面がほぼ口字状とされた取付部材16が固着されている。この取付部材16はETCアンテナ11、第1電話用アンテナ12および第2電話用アンテナ13を回路基板14上に取り付けるためのものであり、この取付部材16には、ETCアンテナ11、第1電話用アンテナ12および第2電話用アンテナ13が取り付けられる部位に先端が爪状に形成された係合片16aが複数対形成されている。また、取付部材16には位置決め用の径の細い丸棒状の位置決め片16bが取り付けられるアン

50

テナごとに形成されている。E T C アンテナ 1 1 , 第 1 電話用アンテナ 1 2 および第 2 電話用アンテナ 1 3 には、位置決め片 1 6 b が形成されている位置に対応して円形の穴が形成されており、この穴に位置決め片 1 6 b を嵌合すると共に、対とされている係合片 1 6 a が両側の縁部に係合されるようにセットすることにより、取付部材 1 6 に各アンテナ 1 1 , 1 2 , 1 3 を固着することができるようになる。E T C アンテナ 1 1 , 第 1 電話用アンテナ 1 2 および第 2 電話用アンテナ 1 3 の配置位置は、第 2 実施例の統合アンテナ 1 と同様とされる。回路基板 1 4 からは、E T C アンテナ 1 1 に接続されている第 1 ケーブル 1 8 と、回路基板 1 4 の裏面に設けられた混合回路 3 の出力端子に接続されている第 2 ケーブル 1 9 ' とが引き出されて、それぞれベースプレート 1 5 に形成されている止め具 1 5 b をカシメることにより固定されている。混合回路 3 では、G P S アンテナ 1 0 と、第 1 電話用アンテナ 1 2 および第 2 電話用アンテナ 1 3 の信号が混合されて、第 2 ケーブル 1 9 ' から出力され、E T C アンテナ 1 1 の信号は第 1 ケーブル 1 8 から出力されるようになる。カバー 1 7 の一側面の下部には突出部 1 7 a が形成されており、第 1 ケーブル 1 8 および第 2 ケーブル 1 9 ' の 2 本の同軸ケーブルは突出部 1 7 a とベースプレート 1 5 により形成される開口から外部へ引き出されるようになる。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 3 2 】

以上説明した本発明にかかる統合アンテナにおいては、G P S アンテナ、E T C アンテナおよび電話用の複数のアンテナを統合するようにしたが、本発明はこれに限るものではなく他の周波数帯を使用するアンテナを統合するようにしてもよい。

また、本発明にかかる統合アンテナにおいては、統合アンテナの小型化により従来の大きさでは取り付けが困難であった場所にも取り付けることが可能となり、車両に取り付けるには好適な統合アンテナとすることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 3 】

【図 1】本発明にかかる第 1 実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図である。

【図 2】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図である。

【図 3】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの構成を示す側面図である。

【図 4】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける E T C アンテナと G P S アンテナとの間隔をパラメータとした G P S アンテナのゲインと軸比との特性を示す図である

。【図 5】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける E T C アンテナの傾斜角度をパラメータとした G P S アンテナのゲインと軸比との特性を示す図である。

【図 6】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの構成を示す上面図である。

【図 7】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける E T C アンテナと G P S アンテナとの重なり面積をパラメータとした G P S アンテナのゲインと軸比との特性を示す図である。

【図 8】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおいて E T C アンテナを省略した場合の G P S アンテナの X - Z 面の指向特性を示す図である。

【図 9】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおいて E T C アンテナを省略した場合の G P S アンテナの Y - Z 面の指向特性を示す図である。

【図 1 0】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける G P S アンテナの X - Z 面の指向特性を示す図である。

【図 1 1】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける G P S アンテナの Y - Z 面の指向特性を示す図である。

【図 1 2】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの変形例の構成を示す斜視図である。

【図 1 3】本発明にかかる第 2 実施例とその変形例の統合アンテナにおける第 2 電話用アンテナと G P S アンテナとのアイソレーションの周波数特性を対比して示す図である。

【図 1 4】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の構成を示すプロ

10

20

30

40

50

ック図である。

【図 15】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路の構成を示すブロック図である。

【図 16】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にオープンスタブを設けた構成を示すブロック図である。

【図 17】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にオープンスタブを備えない場合の通過損の周波数特性を示す図である。

【図 18】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にオープンスタブを備えた場合の通過損の周波数特性を示す図である。

【図 19】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にショートスタブを設けた構成を示すブロック図である。

10

【図 20】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にオープンスタブを設けた場合と、ショートスタブを設けた場合との通過損の周波数特性とを対比して示す図である。

【図 21】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路の一部の回路にオープンスタブを設けた場合と、ショートスタブを設けた場合との通過損の周波数特性とを対比した表である。

【図 22】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナにおける混合回路における共振回路パターンの構成を示す図である。

【図 23】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの混合回路における共振回路パターンにおいて、長さ L_p を約 2 mm とした場合の通過損の周波数特性を示す図である。

20

【図 24】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの混合回路における共振回路パターンにおいて、長さ L_p を約 3 mm とした場合の通過損の周波数特性を示す図である。

【図 25】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの混合回路における共振回路パターンにおいて、長さ L_p を約 4 mm とした場合の通過損の周波数特性を示す図である。

【図 26】本発明にかかる第 2 実施例の統合アンテナの混合回路における共振回路パターンにおいて、長さ L_p を約 2 ~ 4 mm とした場合の通過損の表を示す図である。

【図 27】逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する構成例を示す図である。

【図 28】逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する構成例を他の構成例を示す図である。

30

【図 29】逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する構成例において、グラウンドの面積が十分な場合の構成を示す側面図である。

【図 30】逆 F 型アンテナに同軸ケーブルから給電する構成例において、グラウンドの面積が小さい場合の構成を示す側面図である。

【図 31】本発明の第 2 実施例の統合アンテナにおける第 1 電話用アンテナの給電構造を示す側面図である。

【図 32】本発明にかかる第 3 実施例の統合アンテナの構成を示す斜視図である。

【図 33】本発明にかかる第 3 実施例の統合アンテナの構成を示す他の方向から見た斜視図である。

【図 34】従来の統合アンテナの構成例を示す図である。

40

【符号の説明】

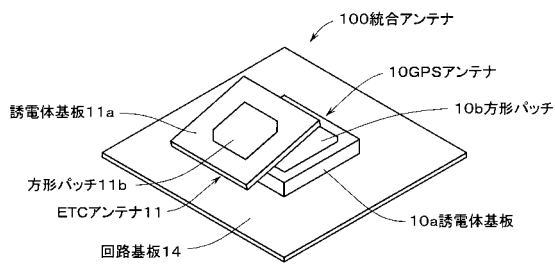
【0034】

1 統合アンテナ、2 統合アンテナ、3 混合回路、4 統合アンテナ、10 GPS アンテナ、10a 誘電体基板、10b 方形パッチ、11 ETC アンテナ、11a 誘電体基板、11b 方形パッチ、12 第 1 電話用アンテナ、12a 放射板、12b 給電板、12c 短絡板、12d 給電点、13 第 2 電話用アンテナ、13a 放射板、13b 給電板、13c 短絡板、14 回路基板、15 ベースプレート、15a 挿通孔、15b 止め具、16 取付部材、16a 係合片、16b 位置決め片、17 カバー、17a 突出部、18 第 1 ケーブル、19 同軸ケーブル、19' 第 2 ケーブル、23 電話用アンテナ、23b 給電板、23c 短絡板、31 ~ 36 カ

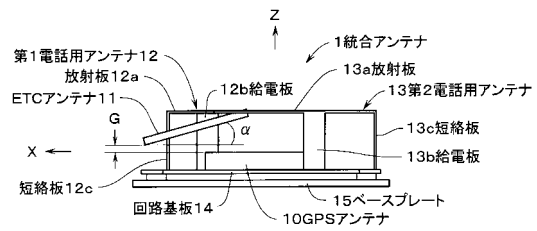
50

ットフィルタ、31a インダクタ、31b コンデンサ、37 オープンスタブ、38 ショートスタブ、40 共振回路パターン、41 パターン、42 パターン、43 インダクタ、44 コンデンサ、50 逆F型アンテナ、50a 放射板、50b 給電ピン、50c 短絡板、51 同軸ケーブル、52 基板、53 ストリップ線路、100 統合アンテナ、200 統合アンテナ、210 GPSアンテナ、210a 誘電体基板、210b 方形パッチ、211 ETCアンテナ、211a 誘電体基板、211b 方形パッチ、214 基板

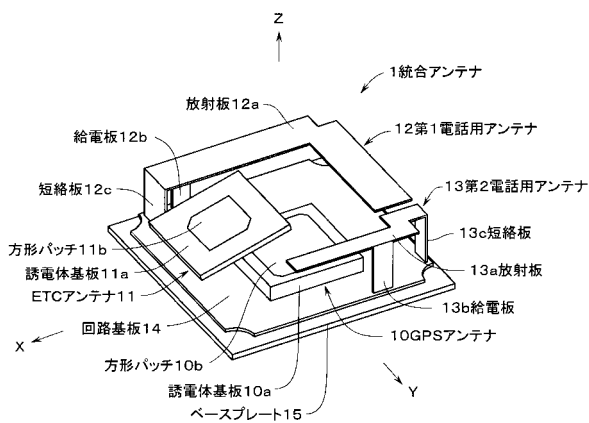
【図1】



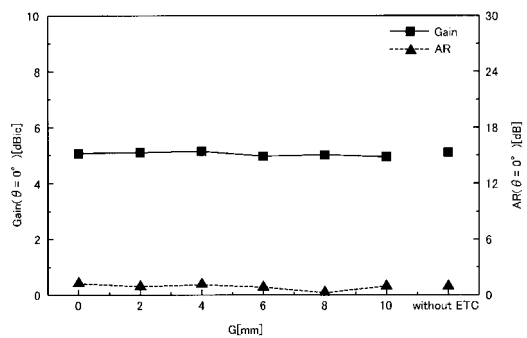
【図3】



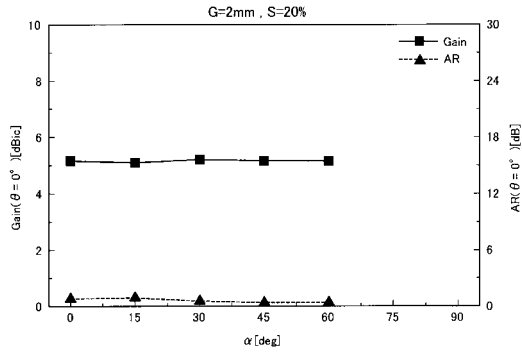
【図2】



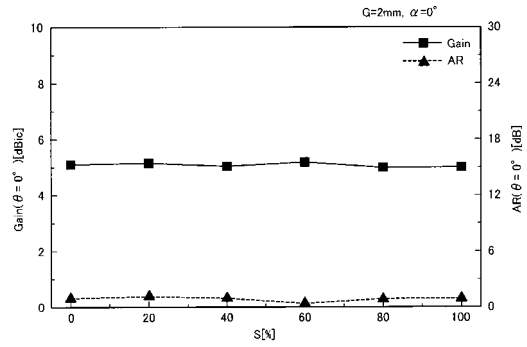
【図4】



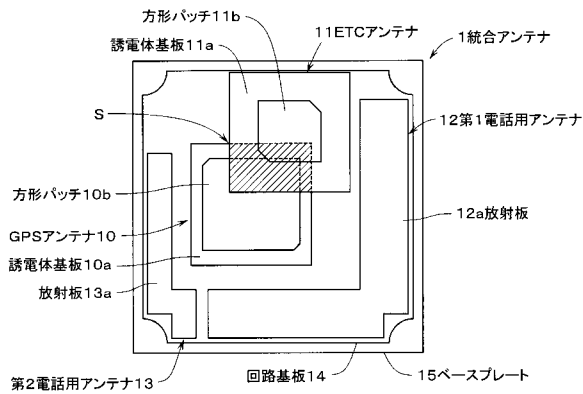
【図5】



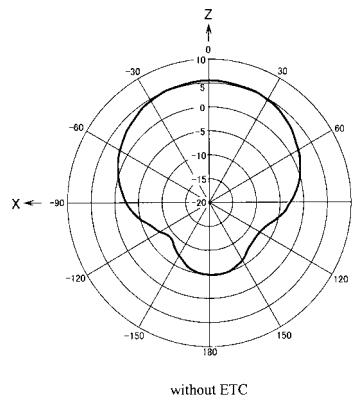
【図7】



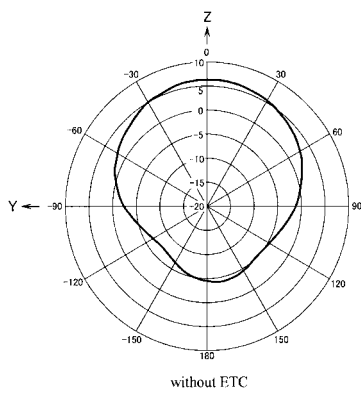
【図6】



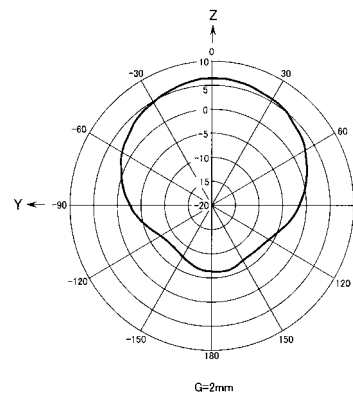
【図8】



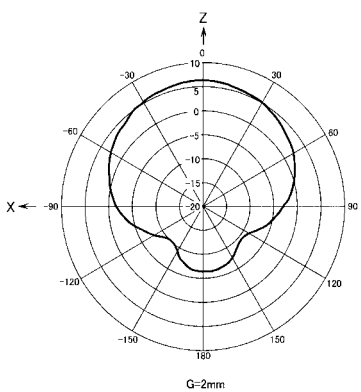
【図9】



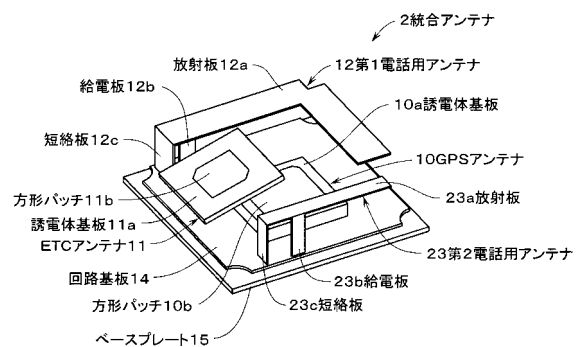
【図11】



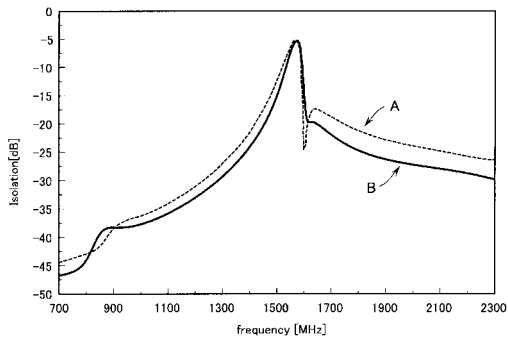
【図10】



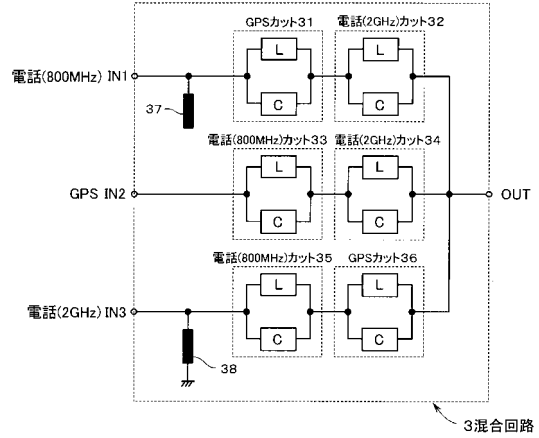
【図12】



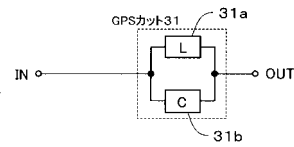
【図13】



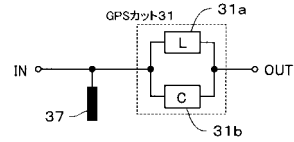
【図14】



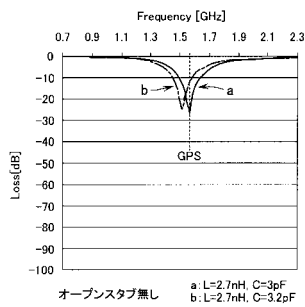
【図15】



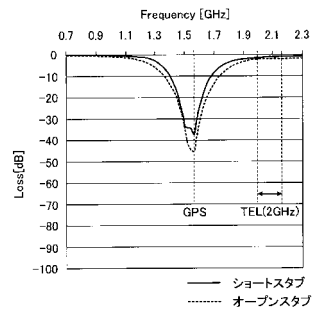
【図16】



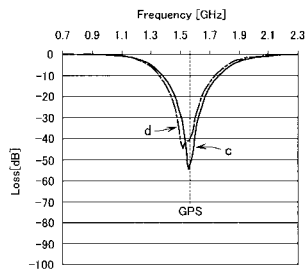
【図17】



【図20】



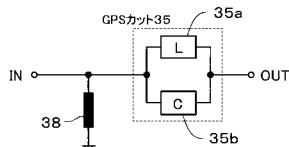
【図18】



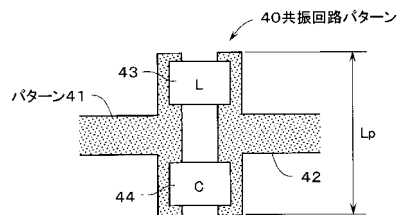
【図21】

	通過損 [dB]		
	GPS	電話(2GHz)	
	1.5754GHz	1.94GHz	2.15GHz
オープンスタブ	45.7	2.4	0.94
ショートスタブ	37.3	1.8	1.2

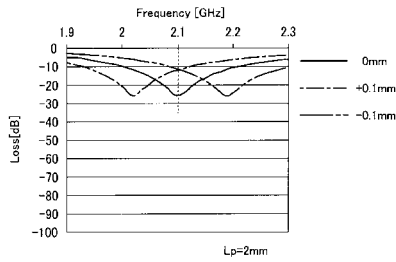
【図19】



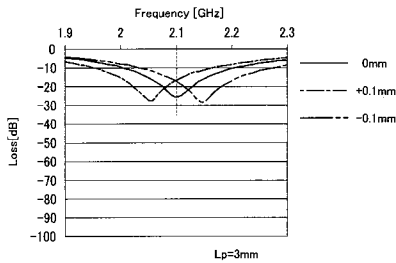
【図22】



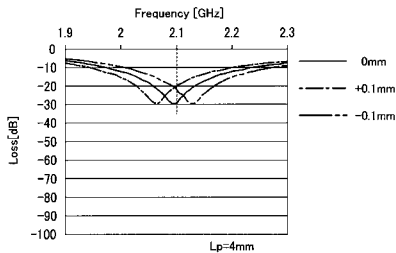
【図23】



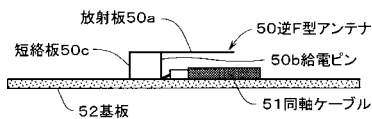
【図24】



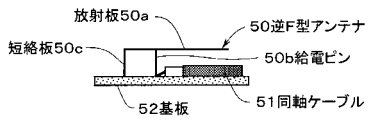
【図25】



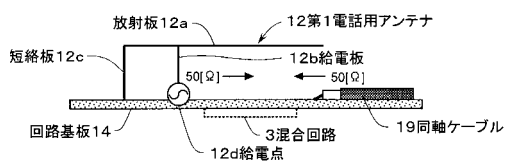
【図29】



【図30】



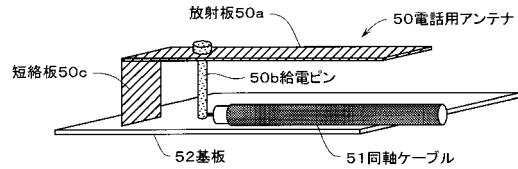
【図31】



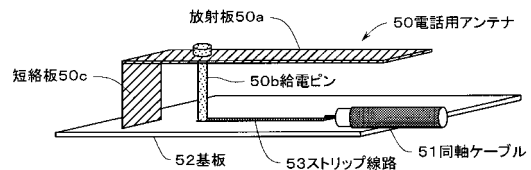
【図26】

		変動前			変動前との差	
		変動前	実装位置離れた場合	実装位置近づいた場合	離れた場合	近づいた場合
Lp=2mm	中心周波数[GHz]	2.10	2.02	2.19	-0.08	0.09
	通過損[dB]	26.0	12.0	11.6	-14.0	-14.4
Lp=3mm	中心周波数[GHz]	2.10	2.05	2.15	-0.05	0.05
	通過損[dB]	27.9	17.6	17.0	-10.3	-10.9
Lp=4mm	中心周波数[GHz]	2.10	2.07	2.13	-0.03	0.03
	通過損[dB]	29.3	21.4	20.7	-8.0	-8.6

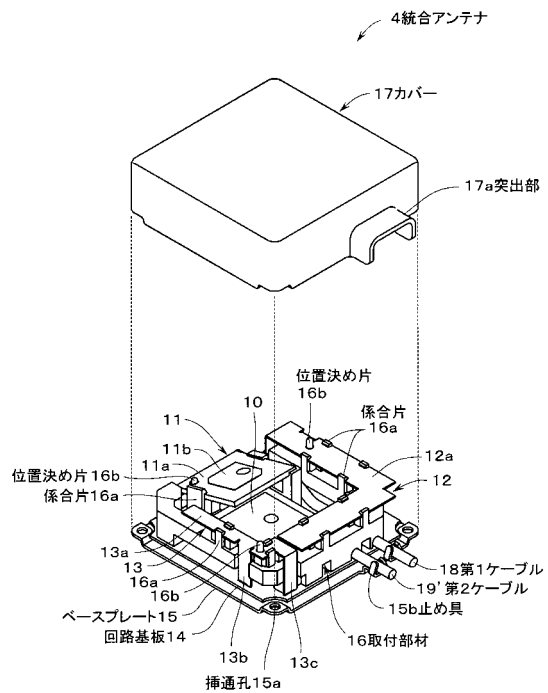
【図27】



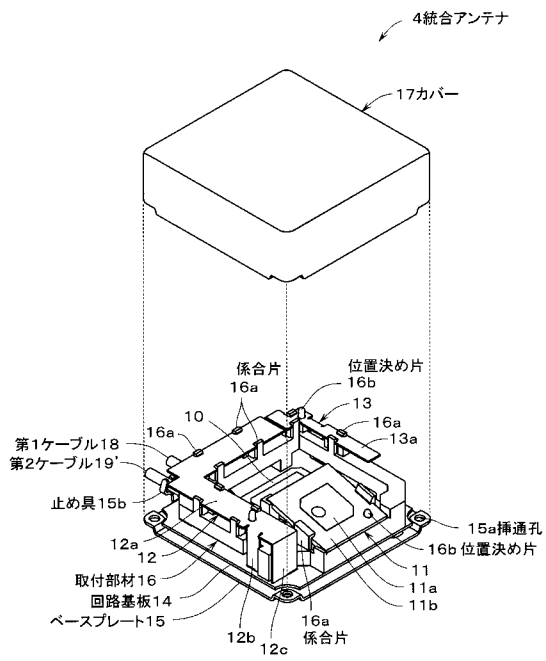
【図28】



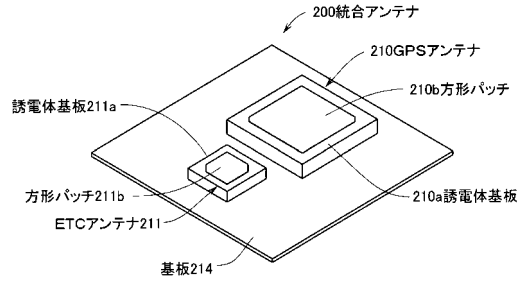
【図32】



【図33】



【図34】



フロントページの続き

- (74)代理人 100118821
弁理士 祖父江 栄一
- (72)発明者 大嶋 元樹
埼玉県蕨市北町4丁目7番4号 日本アンテナ株式会社蕨工場内
- (72)発明者 芹澤 幸宏
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 井上 仁一
埼玉県蕨市北町4丁目7番4号 日本アンテナ株式会社蕨工場内
- (72)発明者 橋本 洋延
埼玉県蕨市北町4丁目7番4号 日本アンテナ株式会社蕨工場内
- (72)発明者 田井中 佑介
埼玉県蕨市北町4丁目7番4号 日本アンテナ株式会社蕨工場内
- (72)発明者 森田 斉
埼玉県蕨市北町4丁目7番4号 日本アンテナ株式会社蕨工場内

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 特開2006-086688(JP,A)
特開2005-354476(JP,A)
特開2004-266491(JP,A)
特開2004-235729(JP,A)
特開2005-124056(JP,A)
特開2007-124181(JP,A)
特開2003-309401(JP,A)
特開2004-112397(JP,A)
特開2007-267344(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 1/32
H01Q 13/08
H01Q 21/28