

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第5380997号
(P5380997)

(45) 発行日 平成26年1月8日(2014.1.8)

(24) 登録日 平成25年10月11日(2013.10.11)

(51) Int.Cl.	F I
HO 1 Q 3/26 (2006.01)	HO 1 Q 3/26 Z
HO 1 Q 3/24 (2006.01)	HO 1 Q 3/24
HO 1 Q 21/24 (2006.01)	HO 1 Q 21/24
HO 4 B 7/02 (2006.01)	HO 4 B 7/02 B

請求項の数 5 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2008-265984 (P2008-265984)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成20年10月15日 (2008.10.15)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2010-98411 (P2010-98411A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成22年4月30日 (2010.4.30)	(74) 代理人	100109667
審査請求日	平成23年10月6日 (2011.10.6)		弁理士 内藤 浩樹
		(74) 代理人	100120156
			弁理士 藤井 兼太郎
		(74) 代理人	100137202
			弁理士 寺内 伊久郎
		(72) 発明者	佐古 元彦
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニックエレクトロニクス株式会社 社内
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 ダイバーシティアンテナ装置と、これを用いた電子機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 アンテナエレメントと、第 2 アンテナエレメントと、
前記第 1 アンテナエレメントに電氣的に接続された第 1 可変移相器と、
前記第 2 アンテナエレメントに電氣的に接続された第 2 可変移相器と、
前記第 1 可変移相器の出力信号と前記第 2 可変移相器の出力信号とを合成する合成器と、
前記合成器の出力側に電氣的に接続される信号処理部と、
前記第 1 可変位相器に直列に接続された第 1 可変増幅器と、
前記第 2 可変位相器に直列に接続された第 2 可変増幅器と、
を有し、
前記信号処理部は、前記信号処理部に入力される信号の信号品質値を導出し、この信号品質値に基づいて前記第 1 可変移相器と前記第 2 可変移相器の移相量を制御すると共に、
前記第 1 アンテナエレメントの入力インピーダンスと前記第 2 アンテナエレメントの入力インピーダンスとは概ね同一値であり、
前記第 1 アンテナエレメントと前記第 2 アンテナエレメントのそれぞれの偏波が共に直線偏波の場合は、
前記第 1 アンテナエレメントと前記第 2 アンテナエレメントのそれぞれの直線偏波が交差する点において、それぞれの直線偏波は所定の角度 θ を有しており、角度 $\theta \neq 0$ 度で且つ、
 $\theta \neq 90$ 度であって、
前記信号処理部は、前記信号品質値に基づいて前記第 1 可変移相器の移相量と前記第 2 可

変移相器の移相量と前記第 1 可変増幅器と前記第 2 可変増幅器の利得とを制御することにより、

直交する偏波から得られた 2 つの信号を前記合成器で合成することと同様の効果が得られるダイバーシティアンテナ装置。

【請求項 2】

第 1 アンテナエレメントと、第 2 アンテナエレメントと、
前記第 1 アンテナエレメントに電氣的に接続された第 1 可変移相器と、
前記第 2 アンテナエレメントに電氣的に接続された第 2 可変移相器と、
前記第 1 可変移相器の出力信号と前記第 2 可変移相器の出力信号とを合成する合成器と、
前記合成器の出力側に電氣的に接続される信号処理部と、
前記第 1 可変位相器に直列に接続された第 1 可変増幅器と、
前記第 2 可変位相器に直列に接続された第 2 可変増幅器と、
を有し、

前記信号処理部は、前記信号処理部に入力される信号の信号品質値を導出し、この信号品質値に基づいて前記第 1 可変移相器と前記第 2 可変移相器の移相量を制御すると共に、
前記第 1 アンテナエレメントと前記第 2 アンテナエレメントは任意線において概ね線対称となる、又は、任意面において概ね面对称となり、
前記第 1 アンテナエレメントと前記第 2 アンテナエレメントのそれぞれの偏波が共に直線偏波の場合は、

前記第 1 アンテナエレメントと前記第 2 アンテナエレメントのそれぞれの直線偏波が交差する点において、それぞれの直線偏波は所定の角度 θ を有しており、
角度 $\theta \neq 0$ 度で且つ、 $\theta \neq 90$ 度であって、

前記信号処理部は、前記信号品質値に基づいて前記第 1 可変移相器の移相量と前記第 2 可変移相器の移相量と前記第 1 可変増幅器と前記第 2 可変増幅器の利得とを制御することにより、

直交する偏波から得られた 2 つの信号を前記合成器で合成することと同様の効果が得られるダイバーシティアンテナ装置。

【請求項 3】

前記信号処理部は、前記信号品質値が最良となるように前記第 1 可変移相器と前記第 2 可変移相器の移相量を制御することにより、

直交する偏波から得られた 2 つの信号を前記合成器で合成することと同様の効果が得られる、請求項 1 又は請求項 2 のいずれかに記載のダイバーシティアンテナ装置。

【請求項 4】

前記信号処理部は、前記信号品質値が最良となるように前記第 1 可変増幅器と前記第 2 可変増幅器の利得を制御することにより、

直交する偏波から得られた 2 つの信号を前記合成器で合成することと同様の効果が得られる請求項 3 に記載のダイバーシティアンテナ装置。

【請求項 5】

請求項 1 又は請求項 2 のいずれかのダイバーシティアンテナ装置と、
前記ダイバーシティアンテナ装置の出力側に電氣的に接続された表示部とを有した電子機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば、無線通信機器に使用できる最大比合成方式または等利得合成方式のダイバーシティアンテナ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

例えば、無線通信機器に使用可能な従来の等利得合成方式のダイバーシティアンテナ装置について、図 28、29 を用いて説明する。

【 0 0 0 3 】

図 28 において、従来の等利得合成方式のダイバーシティアンテナ装置のアンテナエレメント部分は、第 1 ダイポールアンテナ 100 と第 2 ダイポールアンテナ 101 とが直交配置されたクロスダイポールアンテナ 102 が用いられている。クロスダイポールアンテナ 102 の特長は、2 つのダイポールアンテナの間の相関が低い点である。これは、2 つのダイポールアンテナの偏波が直交していることに起因している。

【 0 0 0 4 】

クロスダイポールアンテナ 102 のように 2 つのアンテナエレメントの相関係数の低いアンテナエレメントをダイバーシティアンテナ装置に用いれば、ダイバーシティアンテナ装置の受信特性を良好なものとすることができる。

10

【 0 0 0 5 】

図 29 を用いて、従来のダイバーシティアンテナ装置の回路部 111 を示す。図 28 の第 1 ダイポールアンテナ 100 の給電部 103 は、図 29 の第 1 バラン 105 へ接続され、平衡 / 不平衡変換がなされる。同様に、図 28 の第 2 ダイポールアンテナ 101 の給電部 104 は、図 29 の第 2 バラン 106 へ接続され、平衡 / 不平衡変換がなされる。

【 0 0 0 6 】

第 1 バラン 105 の出力信号は第 1 可変移相器 107 へ入力されると共に、第 2 バラン 106 の出力信号は第 2 可変移相器 108 へ入力され、それぞれの入力信号の位相が変化した後、合成器 109 において、それぞれの信号は足し合わされる。

【 0 0 0 7 】

合成器 109 の出力信号は、信号処理部 110 に入力され、この信号処理部 110 において、入力信号は復調され、 C/N (Carrier / Noise) 比や BER (Bit Error Rate) 等の受信信号の品質を表す信号品質値が導出される。そして、この導出された信号品質値を基に、信号処理部 110 は、第 1 可変移相器 107 および第 2 可変移相器 108 の移相量を、信号品質値が最良となるように制御する。

20

【 0 0 0 8 】

尚、本出願の発明に関連する先行技術文献情報としては、例えば、特許文献 1 が知られている。

【特許文献 1】特開 2007 - 166188 号公報

【発明の開示】

30

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 9 】

上記従来のダイバーシティアンテナ装置において、アンテナ部に用いたクロスダイポールアンテナ 102 は、アンテナ間の相関係数は低いという長所を有しているが、同時に、アンテナサイズが大きく、形状の保持等を考えると構造が複雑化するという課題を有していた。また、アンテナサイズを小さくし、アンテナ構造を単純化するために、クロスダイポールアンテナ 102 の代わりに、図 29 の従来のダイバーシティアンテナ装置の回路部 111 が実装されたグラウンド (図示せず) 上に 2 本のモノポールアンテナ配置し、この 2 本のモノポールアンテナを用いて等利得合成方式のダイバーシティ受信を行う事も考えられる。しかし、この場合には、2 本のモノポールアンテナの偏波を直交させることが不可能であるため、2 本のモノポールアンテナ間の相関係数を低くする事が困難であり、ダイバーシティアンテナ装置の受信特性が劣化するという課題を有していた。

40

【 0 0 1 0 】

そこで本発明は、2 つのアンテナエレメントのアンテナサイズが小さく、構造が単純であるにも関わらず、2 つのアンテナエレメント間の相関係数が低く、受信特性の優れたダイバーシティアンテナ装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

この目的を達成するために、本発明のダイバーシティアンテナ装置は、第 1 アンテナエレメントと、第 2 アンテナエレメントと、第 1 アンテナエレメントに電氣的に接続された

50

第1可変移相器と、第2アンテナエレメントに電氣的に接続された第2可変移相器と、第1可変移相器の出力信号と第2可変移相器の出力信号とを合成する合成器と、合成器の出力側に電氣的に接続される信号処理部とを有し、信号処理部は、前記信号処理部に入力される信号の信号品質値を導出し、この信号品質値に基づいて第1可変移相器と第2可変移相器の移相量を制御すると共に、第1アンテナエレメントの入力インピーダンスと第2アンテナエレメントの入力インピーダンスとは概ね同一値であり、第1アンテナエレメントと第2アンテナエレメントのそれぞれの偏波が交差する点において、それぞれの偏波は所定の角度 θ を有しており、角度 $\theta \neq 90$ 度であり、且つ、角度 $\theta \neq 0$ 度であるダイバーシティアンテナ装置である。

【発明の効果】

10

【0012】

本発明のダイバーシティアンテナ装置の第1アンテナエレメントの入力インピーダンスと第2アンテナエレメントの入力インピーダンスとは概ね同一値であるので、第1アンテナエレメントと第2アンテナエレメントの出力信号が偶(even)モードである場合と、第1アンテナエレメントと第2アンテナエレメントの出力信号が奇(odd)モードである場合とで、第1アンテナエレメントと第2アンテナエレメントとの合成の放射パターンの偏波が直交することとなる。この動作原理の詳細については、後述する。

【0013】

これにより、例えば、2本のモノポールアンテナのような小型なアンテナエレメント(それぞれの放射パターンの偏波は直交していない)を用いても、給電のモード(偶モード及び奇モードの2つの給電方法)により、2つのモノポールアンテナの合成の放射パターンにおいては、直交する2つの偏波を得る事ができ、最大比合成方式および等利得合成方式のダイバーシティ方式において、良好な受信特性を得る事ができる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

(実施の形態1)

以下、本発明の実施の形態1について、図1を用いて説明する。図1は、本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図である。

【0015】

図1において、本発明のダイバーシティアンテナ装置1は、第1アンテナエレメント2と、第2アンテナエレメント3と、第1アンテナエレメント2に電氣的に接続された第1可変移相器4と、第2アンテナエレメント3に電氣的に接続された第2可変移相器5と、第1可変移相器4の出力信号と第2可変移相器5の出力信号とを合成する合成器6と、合成器6の出力側に電氣的に接続される信号処理部7とを有している。

30

【0016】

そして、信号処理部7は、信号処理部7に入力される信号の信号品質値を導出し、この信号品質値に基づいて第1可変移相器4と第2可変移相器5の移相量を制御する。

【0017】

また、第1アンテナエレメント2と第2アンテナエレメント3のそれぞれの偏波が交差する点において、それぞれの偏波は所定の角度 θ を有しており、角度 $\theta \neq 0$ 度で且つ、 $\theta \neq 90$ 度である。

40

【0018】

ここで、特許請求の範囲における「第1アンテナエレメントと第2アンテナエレメントのそれぞれの偏波」とは、第1アンテナエレメント2の偏波と第2アンテナエレメント3の偏波とを指している。ここで「第1アンテナエレメント2の偏波」とは、「第1アンテナエレメント2のみに給電した場合(第2アンテナエレメント3には給電せず、第2アンテナエレメント3の直下に負荷抵抗が接続されていると仮定)の偏波を指している。また、「第2アンテナエレメント3の偏波」とは、第2アンテナエレメント3のみに給電した場合(第1アンテナエレメント2には給電せず、第1アンテナエレメント2の直下に負荷抵抗が接続されていると仮定)の偏波とを指している。

50

【 0 0 1 9 】

また、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とが、グラウンド板（図示せず）と共にアンテナ動作するモノポールアンテナのようなアンテナである場合は、グラウンド板と共にアンテナ動作した結果の偏波を指している。

【 0 0 2 0 】

尚、特許請求の範囲においては、偏波が直線偏波である場合の各直線偏波の配置要件を記載したが、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 の内、少なくとも一方のアンテナエレメントの偏波が楕円偏波又は円偏波の場合は、偏波方向が時間的に変化する事となるため、定常的に角度 $\theta = 0$ 度又は $\theta = 90$ 度で維持される事はない。このため、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 の内、少なくとも一方のアンテナエレメントの偏波が楕円偏波又は円偏波の場合は、本発明のダイバーシティアンテナ装置が有する顕著な効果を発揮する事ができる。

10

【 0 0 2 1 】

更に、特許請求の範囲における「それぞれの直線偏波が交差する点」とは、それぞれの直線偏波が直接的に交わる点のみを指しているのではなく、直接的に交わっておらず立体的に交わる点をも含んでいる（つまり、それぞれの直線偏波が平行に配置されていなければ、必ず、それぞれの直線偏波は直接的又は立体的に交わっている事になる）。ここで、それぞれの直線偏波が立体的に交差している場合に、それぞれの直線偏波が交差する点とは、それぞれの直線偏波に対し平行な 1 つの面を想起し、その面の鉛直方向からそれぞれの直線偏波を見た時の、それぞれの直線偏波が交差する点を指している。同様に、特許請求の範囲における「所定の角度 θ 」とは、それぞれの直線偏波に対し平行な 1 つの面を想起し、その面の鉛直方向からそれぞれの直線偏波を見た時の、それぞれの直線偏波が成す角度を指している。

20

【 0 0 2 2 】

角度 θ が 0 度の場合、近接して配置された第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 のそれぞれの直線偏波が同一方向に揃ってしまうため、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 2 とで受信される信号がほぼ同一のものになってしまう。その結果、ダイバーシティアンテナの効果が無くなり、物理的に 2 本のアンテナエレメントを用いながら、実質的に 1 本分のアンテナエレメントを用いた場合と同等性能しか得られないこととなる。よって、角度 $\theta = 0$ 度の場合は、本発明のダイバーシティアンテナ装置が有する有利な効果が得られないため、特許請求の範囲からこの部分を除く事とした。

30

【 0 0 2 3 】

以下、図 1 を用いて、本発明のダイバーシティアンテナ装置 1 の動作について説明する。

【 0 0 2 4 】

第 1 アンテナエレメント 2 で受信された信号は、第 1 可変移相器 4 に入力される。そして、第 1 可変移相器 4 は、入力された信号の位相を所定の移相量だけ回転させた後、第 1 可変増幅器 8 へ出力する。第 1 可変増幅器 8 は、入力された信号の振幅を所定量だけ増幅させた後、合成器 6 へ出力する。

【 0 0 2 5 】

第 2 アンテナエレメント 3 で受信された信号は、第 2 可変移相器 5 に入力される。そして、第 2 可変移相器 5 は、入力された信号の位相を所定の移相量だけ回転させた後、第 2 可変増幅器 9 へ出力する。第 2 可変増幅器 9 は、入力された信号の振幅を所定量だけ増幅させた後、合成器 6 へ出力する。

40

【 0 0 2 6 】

合成器 6 は、第 1 可変増幅器 8 と第 2 可変増幅器 9 とから入力される信号を足し合わせた後、復調回路（図示せず）へ出力される。

【 0 0 2 7 】

合成器 6 の出力信号の一部は信号処理部 7 に入力されると共に、信号処理部 7 は、入力された信号の信号品質値を導出する。ここで、信号品質値とは、信号の品質を表す指標を

50

指しており、具体的には、BER (Bit Error Rate) や C/N (Carrier/Noise)、S/N (Signal/Noise) 等の指標を指している。そして、信号処理部 7 は、導出された信号品質値が最も良化するように、第 1 可変移相器 4 と第 2 可変移相器 5 のそれぞれの移相量と、第 1 可変増幅器 8 と第 2 可変増幅器 9 のそれぞれの利得とを制御する。

【0028】

本発明のダイバーシティアンテナ装置 1 の構成において、特徴的な構成は、第 1 アンテナエレメント 2 の入力インピーダンスと前記第 2 アンテナエレメントの入力インピーダンスとが概ね同一値である点である。

【0029】

以下、なぜこの構成により良好な受信特性が得られるのかについて、図 2 を用いて説明する。

【0030】

図 2 に示すダイバーシティアンテナ装置 10 は、近接して配置された第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 と、第 1 アンテナエレメント 2 と電氣的に接続される第 1 給電部 11 と、第 2 アンテナエレメント 3 と電氣的に接続される第 2 給電部 12 と、第 1 給電部 11 と第 2 給電部 12 とが電氣的に接続されるグラウンド板 13 とを有している。尚、図 2 においては、簡略化のため第 1 給電部 11 と第 2 給電部 12 を用いて表現しているが、実際的には、第 1 給電部 11 と第 2 給電部 12 は、図 1 の第 1 可変移相器 4、第 2 可変移相器 5、第 1 可変増幅器 8、第 2 可変増幅器 9 等により構成されている。また、簡略化のため、図 2 においては、合成器 6、信号処理部 7 を標記していない（このことは図 2 以降の同様の図においても適用される）。

【0031】

図 2 のように、一般に 2 本のアンテナエレメントが近接して配置された場合、それぞれのアンテナエレメントが電磁結合し、それによって受信特性が劣化してしまうという課題を有していた。具体的には、一方のアンテナエレメントから輻射された信号の一部が、電磁結合している他方のアンテナエレメントで受信され、他方のアンテナエレメント直下に接続されている負荷抵抗で消費されてしまう現象である。そのため、この電磁結合による損失を減らすため、図 28 に示したクロスダイポールアンテナのように、アンテナエレメントそのものを直交させ、アンテナエレメント上に発生する放射に寄与する電流を直交させることで、電磁結合による損失を減らすといった手法が、従来、採用されていた。

【0032】

この場合、アンテナエレメント上の放射に寄与する電流が直交していることから、それによってできる二つのアンテナの指向性のピーク方向は直交し、二つの直交する偏波をもつこととなり、良好なダイバーシティ効果が得られていた。

【0033】

しかし、クロスダイポールアンテナは、2 組のダイポールアンテナを直交した状態で保持する必要があり、その構造を実現するのに困難性が伴っていた。

【0034】

また、単純に、アンテナ間隔を離すことで電磁結合の損失を減らすといった手法もよく採用されていた。

【0035】

この場合、それぞれのアンテナエレメント上の放射に寄与する電流は、アンテナエレメント同士が離れていることから互いに影響を及ぼさないこととなる。更に、2 つのアンテナエレメントの間隔が離れていることから、それぞれのアンテナエレメントの受信信号は、2 つのアンテナエレメントの間隔に起因して生じる信号の通路長差分だけ異なる位相回転項がかけられ、これにより二つのアンテナの受信信号は異なるものが得られることとなる。結果、良好なダイバーシティ効果が得られていた。しかし、上記の従来のダイバーシティアンテナ装置の場合、2 つのアンテナエレメントを離間して配置する必要があるため、大型化するという課題を有していた。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 6 】

本発明では、図 2 のように、それぞれのアンテナエレメントが近接し結合している状態においても、相関の少ない 2 つの信号を受信でき、良好な受信感度を得られるダイバーシティアンテナ装置を提案する。

【 0 0 3 7 】

図 2 において、第 1 アンテナエレメント 2 に電氣的に接続される第 1 給電ポート 1 4 と、第 2 アンテナエレメント 3 に電氣的に接続される第 2 給電ポート 1 5 との 2 ポートの S パラメータは、(数 1) で表される。

【 0 0 3 8 】

【 数 1 】

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}$$

10

【 0 0 3 9 】

(数 1) において、第 1 給電ポート 1 4 から第 1 アンテナエレメント 2 を見たときの入力インピーダンスは S_{11} 、第 2 給電ポート 1 5 から第 2 アンテナエレメント 3 を見たときの入力インピーダンスは S_{22} 、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 との間の結合は S_{21} であり、それぞれのアンテナエレメントがパッシブ回路であることから $S_{21} = S_{12}$ となる。即ち、アンテナエレメント間が結合している状態は、(数 2) の場合といえる。

20

【 0 0 4 0 】

【 数 2 】

$$S_{21} = S_{12} \neq 0$$

【 0 0 4 1 】

本発明のダイバーシティアンテナ装置においては、(数 2) で表されるアンテナエレメント間が電磁結合をしている状態においても良好なダイバーシティ効果を得ることができるように設計される。

【 0 0 4 2 】

図 2 に示すダイバーシティアンテナ装置 1 0 の各アンテナエレメントへの給電の方法においては、アンテナ上に発生する放射に寄与する電流は互いに結合するため直交せず、それによってできる各アンテナエレメントの指向性のピーク方向も直交せず、二つの直交する偏波を発生させる事はできない。

30

【 0 0 4 3 】

そこで、本発明のダイバーシティアンテナ装置においては、それぞれのアンテナエレメントを同相 (偶モード)、逆相 (奇モード) で給電することを考えてみた。

【 0 0 4 4 】

第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とから 2 つのアンテナエレメントに対して偶モードで給電する場合の入力インピーダンスを S_{cc} で表し、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とから 2 つのアンテナエレメントに対して奇モードで給電する場合の入力インピーダンスを S_{dd} で表し、偶モード、奇モード間の結合を S_{dc} ($= S_{cd}$) とすると、これは (数 3) で表すことができる。

40

【 0 0 4 5 】

【 数 3 】

$$\begin{bmatrix} S_{cc} & S_{cd} \\ S_{dc} & S_{dd} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22} & S_{11} + S_{21} - S_{12} - S_{22} \\ S_{11} - S_{21} + S_{12} - S_{22} & S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22} \end{bmatrix}$$

【 0 0 4 6 】

(数 3) において、上述の通り、 $S_{21} = S_{12}$ であることから、(数 3) は (数 4) のようになる。

【 0 0 4 7 】

50

【数４】

$$\begin{bmatrix} S_{cc} & S_{cd} \\ S_{dc} & S_{dd} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{11} + 2S_{21} + S_{22} & S_{11} - S_{22} \\ S_{11} - S_{22} & S_{11} - 2S_{21} + S_{22} \end{bmatrix}$$

【００４８】

（数４）において、本発明の特長である $S_{11}=S_{22}$ の条件を考慮すれば、（数５）のようになる。

【００４９】

【数５】

$$\begin{bmatrix} S_{cc} & S_{cd} \\ S_{dc} & S_{dd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} + S_{21} & 0 \\ 0 & S_{11} - S_{21} \end{bmatrix}$$

10

【００５０】

（数５）より、偶モード、奇モード間の結合を表す S_{dc} （ $=S_{cd}$ ）の項を０とすることができ、２つの給電モードで給電した場合の給電モード間の電磁結合を概ね無くする事が出来、結果、電磁結合による受信特性の劣化を、原理的にほぼ無くする事ができる。

【００５１】

すなわち、第１給電ポート１４と第２給電ポート１５とに偶モード給電、奇モード給電することにより、第１アンテナエレメント２、第２アンテナエレメント３、グラウンド板１３等に流れるそれぞれの給電モードに起因した電流は、互いに影響を及ぼさない関係となっている。

20

【００５２】

次に、この動作原理を物理的に説明する。

【００５３】

第１アンテナエレメント２と第２アンテナエレメント３に対して、偶モード給電、奇モード給電するという事は、図３に示したような給電を行うことを表している。つまり、第１給電部１１は、第１給電ポート１４と第２給電ポート１５に対して奇モード給電を行い、第２給電部１２は、第１給電ポート１４と第２給電ポート１５に対して偶モード給電を行うこととなる。

【００５４】

30

まず、第１アンテナエレメント２と第２アンテナエレメント３に対して、第２給電部１２が偶モード給電した場合について、図４を用いて説明する。

【００５５】

この場合、各アンテナエレメントの各給電ポートからみた入力インピーダンスが概ね同じであることから、第１給電ポート１４と、第２給電ポート１５とは概ね同電位で給電されることとなる。

【００５６】

すなわち、図４中における第１給電部１１（奇モード給電側）の給電点のプラス側、マイナス側が常に同電位になり、第１給電部１１へは第２給電部１２からの信号が流れず、第１給電部１１と第２給電部１２とはアイソレーションが原理的に取れることとなる。

40

【００５７】

次に、第１給電部１１（奇モード給電側）が、第１給電ポート１４と第２給電ポート１５に対して奇モード給電を行った場合を、図５を用いて説明する。

【００５８】

この場合、各アンテナエレメントの各給電ポートからのみ入力インピーダンスは概ね同じであることから、第１給電ポート１４と、第２給電ポート１５とは逆電位で給電されることとなる。

【００５９】

すなわち、図５における第２給電部１２（偶モード給電側）の給電点のプラス側においては、第１給電ポート１４と第２給電ポート１５とに発生する逆位相の信号が合成されて

50

、常に概ね零電位となる。よって、第 2 給電部 1 2 側へは第 1 給電部 1 1 から信号が流れず、第 1 給電部 1 1 と第 2 給電部 1 2 とはアイソレーションが原理的に取れることとなる。

【 0 0 6 0 】

これより、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 に対して偶モード給電、奇モード給電することにより、それぞれの給電方法に係る信号が、互いに影響を及ぼさないようにすることができる。

【 0 0 6 1 】

さらに、互いに影響を及ぼしていないということは、放射に寄与する電流は直交することとなる。

10

【 0 0 6 2 】

すなわち、それぞれのアンテナが近接し結合している状態においても、このアンテナは放射に寄与する 2 つの直交する電流を作ることができる。

【 0 0 6 3 】

よって、二つのアンテナの指向性のピーク方向は直交し、二つの直交する偏波をもつこととなり、良好なダイバーシティ効果が得ることができる。

【 0 0 6 4 】

例えば、2 本のモノポールアンテナのような小型なアンテナエレメント（それぞれの放射パターンの偏波は直交していない）を用いても、2 つのモノポールアンテナの合成の放射パターンにおいては、給電のモード（偶モード及び奇モード）により、直交する 2 つの偏波を得る事ができ、最大比合成方式および等利得合成方式のダイバーシティ方式において、良好な受信特性を得る事ができる。

20

【 0 0 6 5 】

これにより、近接して配置された第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 を用いたとしても、第 1 給電部 1 1 と第 2 給電部 1 2 とにおいて、相関の低い 2 つの信号を受信する事が可能となり、小型で且つ受信特性の優れたダイバーシティアンテナ装置を実現することができる。

【 0 0 6 6 】

本発明のダイバーシティアンテナ装置の構成により、どうして上記のような偶モード給電、奇モード給電が行えているかについて、以下、説明する。

30

【 0 0 6 7 】

本発明のダイバーシティアンテナ装置は、図 6 に示す回路ブロックにより実現できる。図 6 において、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とは、偶モード奇モード分波回路 1 6 に接続される。ここで、偶モード奇モード分波回路 1 6 は、図 3 に示した第 1 給電ポート 1 4、第 2 給電ポート 1 5、第 1 給電部 1 1、第 2 給電部 1 2 等から構成されており、図 3 の場合と同様に、第 1 アンテナエレメント 2 と第 1 給電ポート 1 4 とは電氣的に接続されており、第 2 アンテナエレメント 3 と第 2 給電ポート 1 5 とは電氣的に接続されている。

【 0 0 6 8 】

また、第 1 給電部 1 1 で受信された信号は図 6 中の第 1 チューナ 1 7 に入力され、第 2 給電部 1 2 で受信された信号は図 6 中の第 2 チューナ 1 8 に入力される。そして、第 1 チューナ 1 7 と第 2 チューナ 1 8 とは、ダイバーシティ合成器 1 9 に電氣的に接続されている。

40

【 0 0 6 9 】

ダイバーシティ合成器 1 9 は、第 1 チューナ 1 7 からの信号が入力される第 1 可変移相器 4 と、第 1 可変移相器 4 からの信号が入力される第 1 可変増幅器 8 と、第 2 チューナ 1 8 からの信号が入力される第 2 可変移相器 5 と、第 2 可変移相器 5 からの信号が入力される第 2 可変増幅器 9 と、第 1 可変増幅器 8 からの信号と第 2 可変増幅器 9 からの信号とが合成される合成器 6 とを有している。

【 0 0 7 0 】

50

合成器 6 の出力信号の一部は信号処理部 7 (図 6 中には便宜上、図示せず) に入力されると共に、信号処理部 7 は入力された信号の信号品質値を導出する。そして、導出された信号品質値に基づいて、信号処理部 7 はこの信号品質値が最良となる様に、第 1 可変移相器 4 と第 2 可変移相器 5 の移相量と、第 1 可変増幅器 8 と第 2 可変増幅器 9 の利得とを制御する。

【 0 0 7 1 】

図 6 に示すように、偶モード奇モード分波回路 1 6 を介して第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 に接続する事で、図 3 に示した偶モード給電、奇モード給電を行った事と等価となるため、上記の本発明の顕著な効果を得る事ができる。

【 0 0 7 2 】

尚、偶モード奇モード分波回路 1 6 は、図 7 に示す位置に配置しても、同様の効果を得る事ができる。

【 0 0 7 3 】

次に、図 8 を用いて、偶モード奇モード分波回路 1 6 の具体的な実現方法を示す。

【 0 0 7 4 】

図 8 において、偶モード奇モード分波回路 1 6 は、第 1 アンテナエレメント 2 と電氣的に接続された第 1 給電ポート 1 4 と、第 2 アンテナエレメント 3 と電氣的に接続された第 2 給電ポート 1 5 と、第 1 給電ポート 1 4 に電氣的に接続されると共に移相量が 90 度の第 1 移相器 2 0 と、第 1 給電ポート 1 4 に電氣的に接続されると共に移相量が 90 度の第 3 移相器 2 2 と、第 2 給電ポート 1 5 に電氣的に接続されると共に移相量が 90 度の第 2 移相器 2 1 と、第 2 給電ポート 1 5 に電氣的に接続されると共に移相量が - 90 度の第 4 移相器 2 3 と、第 1 移相器 2 0 と第 2 移相器 2 1 とが電氣的に接続された第 1 交点 2 4 と、第 3 移相器 2 2 と第 4 移相器 2 3 とが電氣的に接続された第 2 交点 2 5 とを備えている。そして、第 1 交点 2 4 は第 1 チューナ 1 7 と電氣的に接続されており、第 2 交点 2 5 は第 2 チューナ 1 8 と電氣的に接続されている。

【 0 0 7 5 】

図 8 においては、第 1 交点 2 4 から給電した場合、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とは偶モードで給電され、第 2 交点 2 5 から給電した場合、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とは奇モードで給電されたこととなる。

【 0 0 7 6 】

第 1 交点 2 4 から給電した場合、それぞれ、移相量が 90 度の第 1 移相器 2 0 と、第 2 移相器 2 1 とを介して、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに到達するため、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 の電圧は概ね同電位となる。そのため、第 2 交点 2 5 においては、それぞれ、移相量 90 度の第 3 移相器 2 2 と、移相量 - 90 度の第 4 移相器 2 3 とを介した後、逆電位で足しあわされることとなる。すなわち、第 2 交点 2 5 は、常に概ね零電位となり、接地されているように見える。

【 0 0 7 7 】

よって、第 1 交点 2 4 から入力された信号は、第 2 交点 2 5 の給電点には影響を及ぼさないと共に、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに発生する偶モードの信号は、第 2 交点 2 5 には概ね現れない事となる。

【 0 0 7 8 】

上記の通り、第 2 交点 2 5 が接地されていることと等価であることから、図 9 のように表せる。図 9 に示したように、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とは、それぞれ、90 度、- 90 度の移相器を介してグランドに接地されている事となる。よって、この構成がショートスタブとして動作し、第 1 給電ポート 1 4 から第 2 交点側と、第 2 給電ポート 1 5 から第 2 交点側とは開放状態として見え、図 10 に示す回路と等価と言える。

【 0 0 7 9 】

以上より、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに偶モードの信号が供給された場合には、第 1 給電ポート 1 4 から第 2 交点 2 5 側と、第 2 給電ポート 1 5 から第 2 交点 2 5 側とは開放状態のように見え、第 2 交点 2 5 側へは信号が入力されないこととなる。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 0 】

次に、第 2 交点 2 5 から給電した場合、それぞれ、移相量 9 0 度の第 3 移相器 2 2 と、移相量 - 9 0 度の第 4 移相器 2 3 とを介して、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに到達するため、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 の電圧は逆電位になる。そのため、第 1 交点 2 4 においては、それぞれ、移相量 9 0 度の第 1 移相器 2 0 と第 2 移相器 2 1 とを介した後、逆電位で足しあわされることとなる。すなわち、第 1 交点 2 4 は、常に概ね零電位となり、接地されているように見える。

【 0 0 8 1 】

よって、第 2 交点 2 5 から入力された信号は、第 1 交点 2 4 の給電点には影響を及ぼさないと共に、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに発生する奇モードの信号は、第 1 交点 2 4 には概ね現れない事となる。

10

【 0 0 8 2 】

上記の通り、第 1 交点 2 4 が接地されていることと等価であることから、図 1 1 のように表せる。図 1 1 に示したように、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とは、それぞれ、9 0 度、9 0 度の移相器を介してグランドに接地されている事となる。よって、この構成がショートスタブとして動作し、第 1 給電ポート 1 4 から第 1 交点側と、第 2 給電ポート 1 5 から第 1 交点側とは開放状態として見え、図 1 2 に示す回路と等価と言える。

【 0 0 8 3 】

以上より、第 1 給電ポート 1 4 と第 2 給電ポート 1 5 とに奇モードの信号が供給された場合には、第 1 給電ポート 1 4 から第 1 交点 2 4 側と第 2 給電ポート 1 5 から第 1 交点 2 4 側とは開放状態のように見え、第 1 交点 2 4 側へは信号が入力されないこととなる。

20

【 0 0 8 4 】

図 8 における偶モード奇モード分波回路 1 6 の位置ではなく、図 1 3 に示したように、第 1 チューナ 1 7、第 2 チューナ 1 8 と、ダイバーシティ合成奇 1 9 との間に配置しても、同様の効果が期待できる。

【 0 0 8 5 】

図 8、又は、図 1 3 に示すように、信号処理部 7 (図示せず) により最適制御される第 1 可変移相器 4、第 2 可変移相器 5 とをダイバーシティ合成器 1 9 が有するような、最大比合成方式または等利得合成方式のダイバーシティアンテナ装置においては、実質的に、偶モード奇モード分波回路 1 6 を削除しても (図 1 4 に示した構成としても)、図 8 や図 1 3 で示すダイバーシティアンテナ装置と同様の効果を得ることができる。

30

【 0 0 8 6 】

以下、何故、このようなことが言えるかについて、図 1 5 を用いて説明する。

【 0 0 8 7 】

図 1 5 において、第 1 アンテナエレメント 2 の受信信号を $x_1(t)$ とし、第 2 アンテナエレメント 3 の受信信号を $x_2(t)$ とすると、 $x_1(t)$ と $x_2(t)$ とは、それぞれ (数 6) のように表される。

【 0 0 8 8 】

【 数 6 】

$$x_1(t) = s_1(t) \exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$$

$$x_2(t) = s_2(t) \exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$$

40

【 0 0 8 9 】

ここで、 $s_1(t)$ は第 1 アンテナエレメント 2 の受信ベースバンド信号であり、 $s_2(t)$ は第 2 アンテナエレメント 3 の受信ベースバンド信号である。また、 f_c はキャリア周波数である。

【 0 0 9 0 】

第 1 チューナ 1 7 及び第 2 チューナ 1 8 において、キャリア周波数 f_c からベースバンドへ周波数変換されるため、第 1 チューナ 1 7 及び第 2 チューナ 1 8 の出力側においては、(数 6) の $\exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$ の項がなくなる。更に、偶モード奇モード分波回路 1 6 によ

50

って、ダイバーシティ合成器 19 の入力信号は、それぞれ、(数 7) のように表される。

【0091】

【数 7】

$$\begin{aligned} & \exp(j\pi/2)*s1(t)+\exp(j\pi/2)*s2(t) \\ & \exp(j\pi/2)*s1(t)+\exp(-j\pi/2)*s2(t) \end{aligned}$$

【0092】

(数 7) に示した二つの信号によって、ダイバーシティ合成が行われる。

【0093】

第 1 可変移相器 4 と第 1 可変増幅器 8 のダイバーシティ最適化後の重み付けの総和が α であつたとし、第 2 可変移相器 5 と第 2 可変増幅器 9 のダイバーシティ最適化後の重み付けの総和が β であつたとすると、合成器 6 からの出力信号は、(数 8) のように表される。

10

【0094】

【数 8】

$$\begin{aligned} & \alpha*(\exp(j\pi/2)*s1(t)+\exp(j\pi/2)*s2(t)) \\ & +\beta*(\exp(j\pi/2)*s1(t)+\exp(-j\pi/2)*s2(t)) \\ & = \\ & (\alpha*\exp(j\pi/2)+\beta*\exp(j\pi/2))*s1(t) \\ & +(\alpha*\exp(j\pi/2)+\beta*\exp(-j\pi/2))*s2(t) \end{aligned}$$

20

【0095】

ここで、偶モード奇モード分波回路 16 がない場合の合成器 6 からの出力信号を、図 16 を用いて考えてみる。

【0096】

図 16 において、第 1 アンテナエレメント 2 の受信信号を $x1(t)$ とし、第 2 アンテナエレメント 3 の受信信号を $x2(t)$ とすると、 $x1(t)$ と $x2(t)$ とは、それぞれ (数 6) と同様に表される。

【0097】

そして、図 15 の場合と同様に、第 1 チューナ 17 及び第 2 チューナ 18 において、キャリア周波数 f_c からベースバンドへ周波数変換されるため、第 1 チューナ 17 及び第 2 チューナ 18 の出力側においては、(数 6) の $\exp(j*2*\pi*f_c*t)$ の項がなくなる。

30

【0098】

よって、ダイバーシティ合成器 19 の入力信号は、それぞれ $s1(t)$ 、 $s2(t)$ と表される。この二つの信号によって、ダイバーシティ合成が行われることとなる。

【0099】

第 1 可変移相器 4 と第 1 可変増幅器 8 のダイバーシティ最適化後の重み付けの総和が α' であつたとし、第 2 可変移相器 5 と第 2 可変増幅器 9 のダイバーシティ最適化後の重み付けの総和が β' であつたとすると、合成器 6 からの出力信号は、(数 9) のように表される。

40

【0100】

【数 9】

$$\alpha' s1(t)+\beta' s2(t)$$

【0101】

すなわち、ダイバーシティ合成器 19 において、第 1 可変移相器 8、第 2 可変移相器 9、第 1 可変増幅器 8、第 2 可変増幅器 9 の内、少なくとも 1 つが信号処理部 7 (図 16 においては便宜上、図示せず) により最適化されることにより、(数 10) のように動作した場合、合成器 6 からの出力信号は、(数 8) と同じものとなることが分かる。

【0102】

【数 1 0】

$$\alpha' = \alpha * \exp(j * \pi / 2) + \beta * \exp(-j * \pi / 2)$$

$$\beta' = \alpha * \exp(j * \pi / 2) + \beta * \exp(j * \pi / 2)$$

【0 1 0 3】

故に、偶モード奇モード分波回路（または演算処理により偶モード奇モード分波回路を実現した場合は、その演算処理回路）は、削除しても同様の効果を得ることができる。

【0 1 0 4】

なお、上記説明はシングルキャリアの場合で説明したが、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) のようなマルチキャリア信号の場合でも、同様の処理を行うことができる。

10

【0 1 0 5】

また、特許請求の範囲における「第 1 アンテナエレメントの入力インピーダンス」とは（数 1）、（数 3）～（数 5）の S11 のことであり、具体的には、第 1 アンテナエレメント 2 の給電点からアンテナ側を見た時のインピーダンス、または、偶モード奇モード分波回路 16 の第 1 給電ポート 14 からアンテナ側を見た時のインピーダンス、または、ダイバーシティ合成器 19 の第 1 可変移相器 8 の入力ポート（図示せず）からアンテナ側を見た時のインピーダンス等を表す。

【0 1 0 6】

同様に、特許請求の範囲における「第 2 アンテナエレメントの入力インピーダンス」とは（数 1）、（数 3）、（数 4）の S22 のことであり、具体的には、第 2 アンテナエレメント 3 の給電点からアンテナ側を見た時のインピーダンス、または、偶モード奇モード分波回路 16 の第 2 給電ポート 15 からアンテナ側を見た時のインピーダンス、または、ダイバーシティ合成器 19 の第 2 可変移相器 9 の入力ポート（図示せず）からアンテナ側を見た時のインピーダンス等を表す。

20

【0 1 0 7】

なお、本発明に係るダイバーシティアンテナ装置と、このダイバーシティアンテナ装置の出力側に電氣的に接続された表示部とを有した電子機器は、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とが近接した状態でありながら、上述した有利な効果が得られるダイバーシティアンテナを実現できるため、小型で且つ受信性能に優れた電子機器を実現できる。

30

【0 1 0 8】

（実施の形態 2）

以下、本発明の実施の形態 2 について、図 17 ～ 図 26 を用いて説明する。

【0 1 0 9】

図 17 は、本発明のダイバーシティアンテナ装置の一例である。図 1 と同一部分に関しては、同一符号を付記し、説明を割愛する。

【0 1 1 0】

図 17 において、ダイバーシティアンテナ装置 1 を構成する第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とは、任意面において概ね面対称、又は任意線において概ね線対称となることを特徴とする。尚、特許請求の範囲における「第 1 アンテナエレメントと第 2 アンテナエレメントは任意線において概ね線対称となる、又は、任意面において概ね面対称となり」は、それぞれのアンテナエレメントの電気長において、線対称または面対称であることを含んでいる。

40

【0 1 1 1】

本発明においては、図 17 のように、それぞれのアンテナエレメントが近接し、電磁結合している状態においても、良好なダイバーシティアンテナ装置の受信感度が得られる方式を提案する。

【0 1 1 2】

実施の形態 1 と同様、図 18 のように、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレ

50

メント 3 とを偶モード給電（図 19 中の第 2 給電部 12 が該当）と、奇モード給電（図 19 中の第 1 給電部 11 が該当）とをすることを考える。

【0113】

まず、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とが、偶モード給電された場合について、図 19 を用いて説明する。

【0114】

図 19 において、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とが対称に構成されていることから、第 1 給電ポート 14 と第 2 給電ポート 15 とは同電位で給電されることとなる。すなわち、第 1 給電部 11 のプラス側、マイナス側が常に同電位になり、第 2 給電部 12 からの信号が第 1 給電部 11 へ流れ込まず、2 つの給電部の間のアイソレーションが原理的に取れることが分かる。

10

【0115】

同様に、奇モード給電した場合を図 20 に示す。

【0116】

この場合、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とが、対称に構成されていることから、第 1 給電ポート 14 と第 2 給電ポート 15 とは逆電位で給電されることとなる。すなわち、第 2 給電部 12 のプラス側は、第 1 給電ポート 14 と第 2 給電ポート 15 の合成電位となり、常に概ね零電位となる。故に、第 1 給電部 11 からの信号は、第 2 給電部 12 へは流れ込まず、2 つの給電部間のアイソレーションは原理的に取れることが分かる。

20

【0117】

これより、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とを偶モード給電、奇モード給電することにより、2 つの給電部は互いに影響を及ぼさないようにすることができる。

【0118】

さらに、第 1 給電ポート 14 と第 2 給電ポート 15 とを偶モード給電した場合、各アンテナエレメント上の電流分布は図 21 に示したものとなる。つまり、対称面（線）28 に概ね直交する電流は打ち消され、対称面（線）28 に概ね平行な電流のみが放射に寄与する電流として残る形となる。その結果、放射パターンのピークは、対称面（線）28 に概ね直交する方向を向く事となる。

30

【0119】

次に、第 1 給電ポート 14 と第 2 給電ポート 15 とを奇モード給電した場合、各アンテナエレメント上の電流分布は図 22 に示したものとなる。つまり、対称面（線）28 に概ね平行な電流は打ち消され、対称面（線）28 に概ね直交な電流のみが放射に寄与する電流として残る形となる。その結果、放射パターンのピークは、対称面（線）28 に概ね平行な方向を向く事となる。

【0120】

故に、これらを組み合わせると、図 23 のように、偶モード給電時と奇モード給電時のそれぞれの放射パターンのピーク方向は直交し、結果、本発明のダイバーシティアンテナ装置は二つの直交する偏波をもつこととなり、良好なダイバーシティ効果を得ることができる。

40

【0121】

なお、本発明の場合、実施の形態 1 と同様、偶モード奇モード分波回路 16（または同様の効果を得るための演算処理を実施する演算処理回路）を、第 1 チューナ 17、第 2 チューナ 18 の入力側または出力側に接続しても良い（図 24、図 25 参照のこと）。

【0122】

また、ダイバーシティ合成方式として最大比合成方式または等利得合成方式を用いる場合、実施の形態 1 で説明した理由により、偶モード奇モード分波回路 16（または同様の効果を得るための演算処理を実施する演算処理回路）を削除する事もできる。これにより、簡易にダイバーシティアンテナ装置を実現する事ができる。

50

【 0 1 2 3 】

なお、第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とを任意面に対して概ね面対称、又は任意線に対して概ね線対称とすることにより、図 1 7 ~ 図 2 6 に示した各アンテナエレメントの形状以外の形状であったとしても、偶モード給電時は対称面（線）2 8 に概ね平行な偏波が、奇モード給電時は、対称面（線）2 8 に概ね直交する偏波が生まれる。このため、本発明の特徴である「第 1 アンテナエレメント 2 と第 2 アンテナエレメント 3 とを任意面に対して概ね面対称、又は任意線に対して概ね線対称である」により、ダイバーシティアンテナ装置としては理想的な直交する 2 つの偏波を生成することができる。

【 0 1 2 4 】

なお、特許請求の範囲の「第 1 アンテナエレメントと第 2 アンテナエレメントのそれぞれの直線偏波が交差する点において、それぞれの直線偏波は所定の角度 θ を有しており、角度 $\theta \neq 0$ 度である」との記載は、互いに偏波が平行である場合には、偶・奇モードで給電しても、2 つの偏波が得られないため、特許請求の範囲の請求項 1、2 から、この部分を削除するために記載した。

【 0 1 2 5 】

この具体的な状況を、図 2 7 を用いて説明する。図 2 7 において、第 1 アンテナエレメント 2 の偏波と第 2 アンテナエレメント 3 の偏波とが、共に、対称面（線）2 8 に平行であった場合、奇モード給電しても、対称面（線）2 8 に直交する偏波を生成する事が極めて困難であるため、2 つの直交する偏波を生成する事が不可能となる。

【 0 1 2 6 】

よって、2 つの直交する偏波が得られないため、特許請求の範囲の請求項 1、2 から、この部分を削除するための記載を追加した。

【 0 1 2 7 】

なお、特許請求の範囲における「線対称」、「面対称」とは、構造上対称になっていなくても、電氣的に対称になっていればその範囲に含まれ、同様な効果を得ることができる。

【産業上の利用可能性】

【 0 1 2 8 】

以上のように、本発明のダイバーシティアンテナ装置は、例えば、2 本のモノポールアンテナのような小型なアンテナエレメント（それぞれのアンテナエレメントの偏波は直交及び平行ではない）を用いても、2 つのモノポールアンテナの合成の放射パターンにおいては、給電のモード（偶モード及び奇モード）により直交する 2 つの偏波を得る事ができる。故に、最大比合成方式および等利得合成方式のダイバーシティ方式において、良好な受信特性を得る事ができ、小型の通信端末などに利用する事ができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 1 2 9 】

【図 1】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 2】ダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 3】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 4】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 5】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 6】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 7】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 8】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 9】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 1 0】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 1 1】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 1 2】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

【図 1 3】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図

10

20

30

40

50

【図 1 4】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 1 5】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 1 6】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 1 7】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 1 8】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 1 9】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 0】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 1】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 2】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 3】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 4】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 5】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 6】本発明のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 7】ダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【図 2 8】従来のクロスダイポールアンテナの概観図
 【図 2 9】従来のダイバーシティアンテナ装置のブロック図
 【符号の説明】

【 0 1 3 0 】

- 1 ダイバーシティアンテナ装置
- 2 第 1 アンテナエレメント
- 3 第 2 アンテナエレメント
- 4 第 1 可変移相器
- 5 第 2 可変移相器
- 6 合成器
- 7 信号処理部
- 8 第 1 可変増幅器
- 9 第 2 可変増幅器
- 1 0 従来のダイバーシティアンテナ装置
- 1 1 第 1 給電部
- 1 2 第 2 給電部
- 1 3 グランド板
- 1 4 第 1 給電ポート
- 1 5 第 2 給電ポート
- 1 6 偶モード奇モード分波回路
- 1 7 第 1 チューナ
- 1 8 第 2 チューナ
- 1 9 ダイバーシティ合成器
- 2 0 第 1 移相器
- 2 1 第 2 移相器
- 2 2 第 3 移相器
- 2 3 第 4 位相器
- 2 4 第 1 交点
- 2 5 第 2 交点
- 2 8 対称面（線）

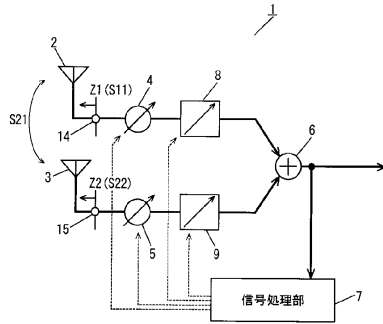
10

20

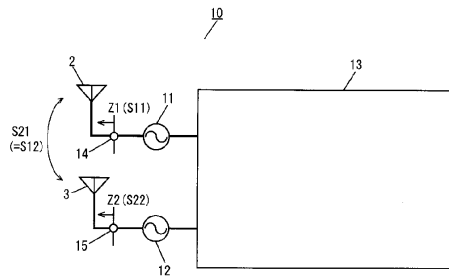
30

40

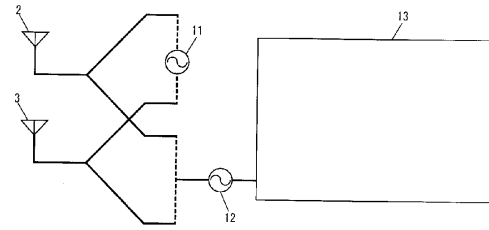
【図 1】



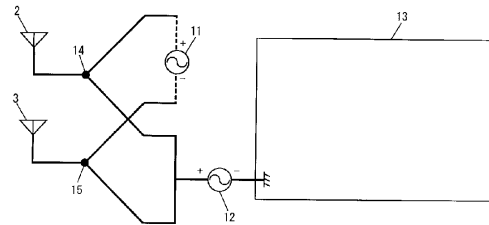
【図 2】



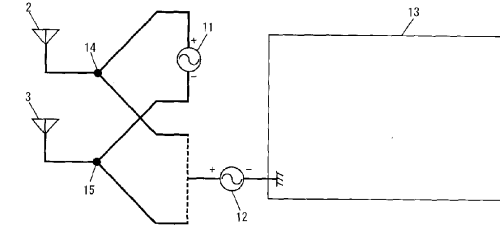
【図 3】



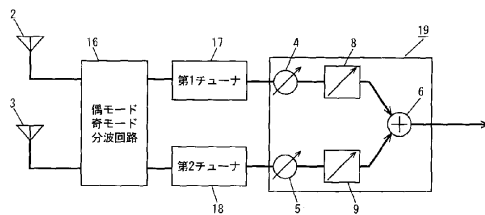
【図 4】



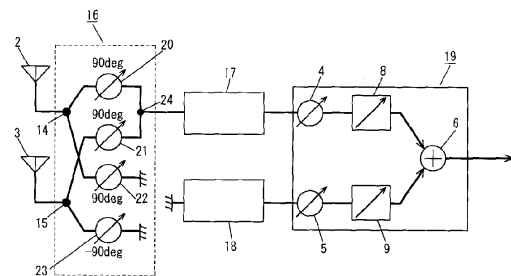
【図 5】



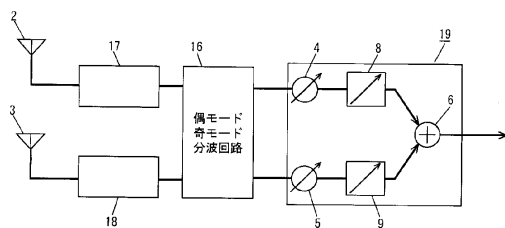
【図 6】



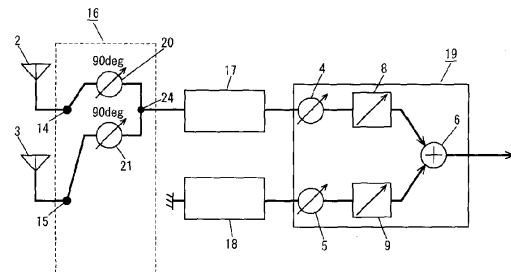
【図 9】



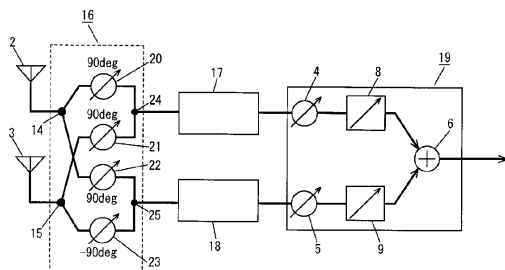
【図 7】



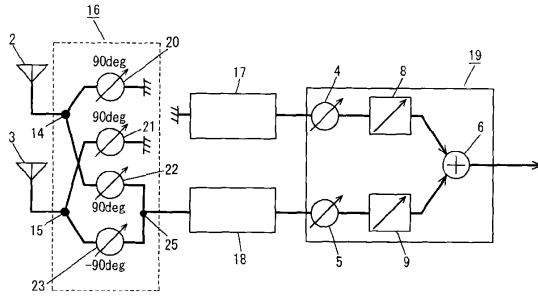
【図 10】



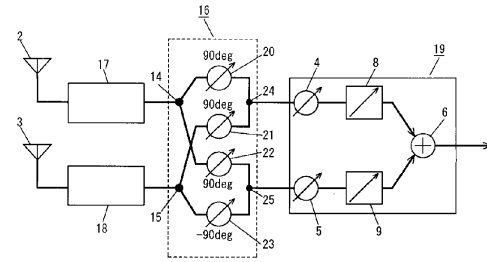
【図 8】



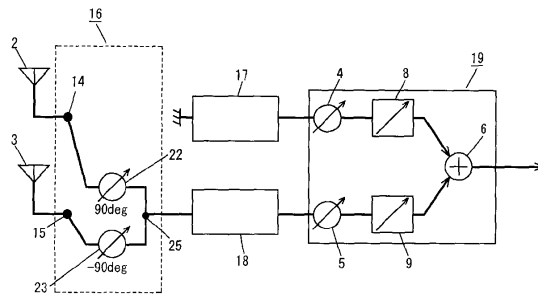
【図 11】



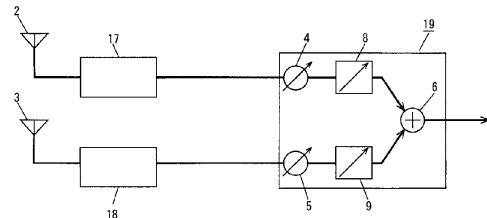
【図 13】



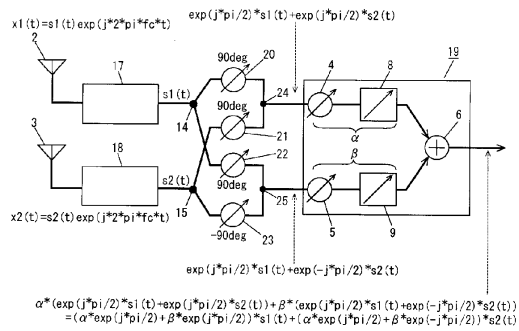
【図 12】



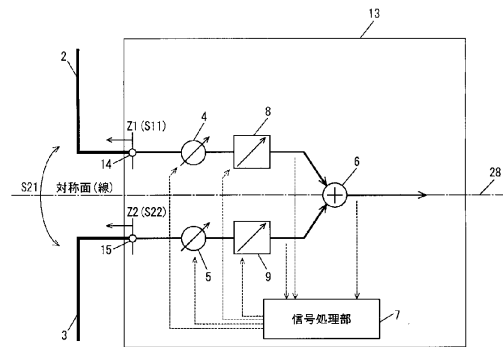
【図 14】



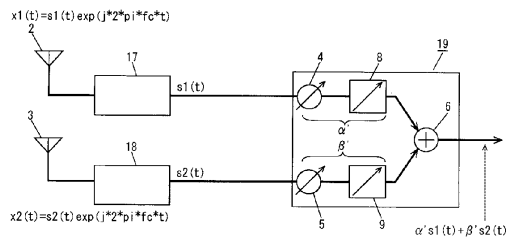
【図 15】



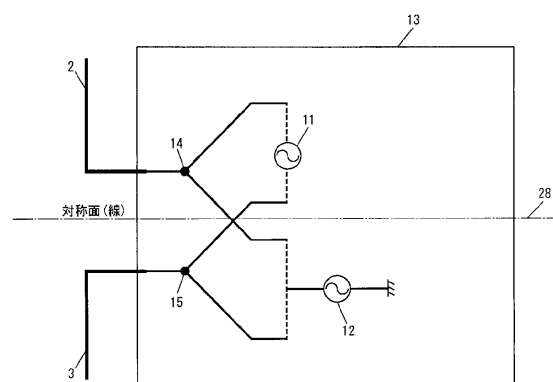
【図 17】



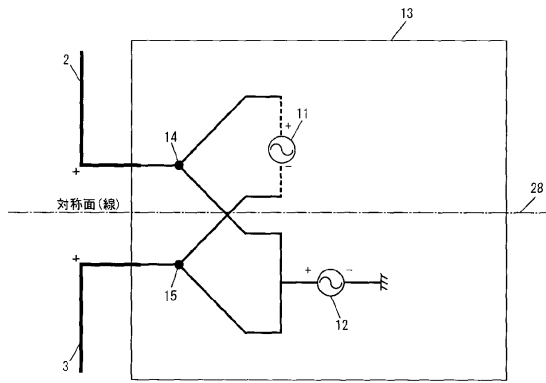
【図 16】



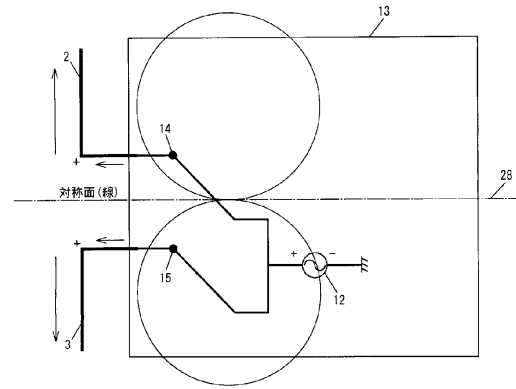
【図 18】



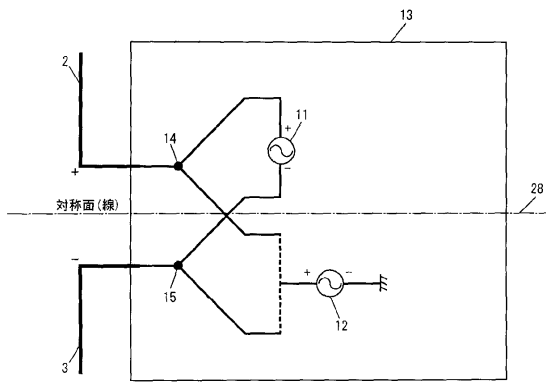
【図 19】



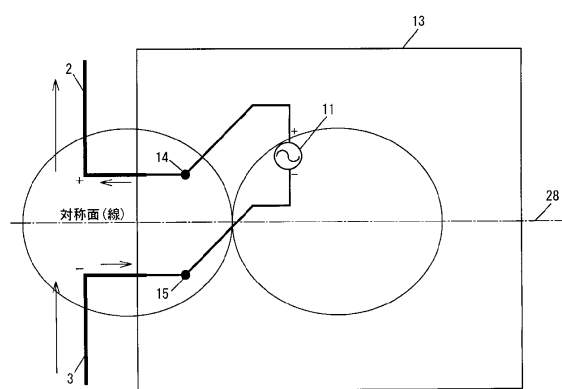
【図 21】



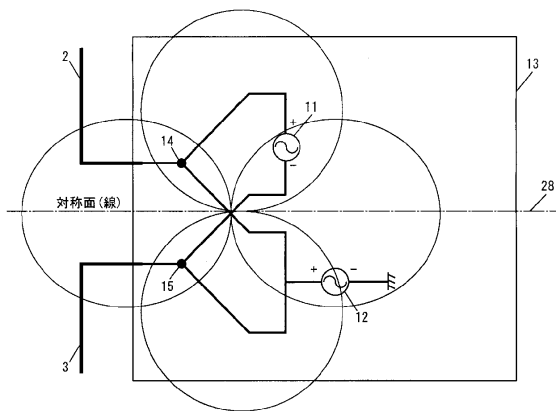
【図 20】



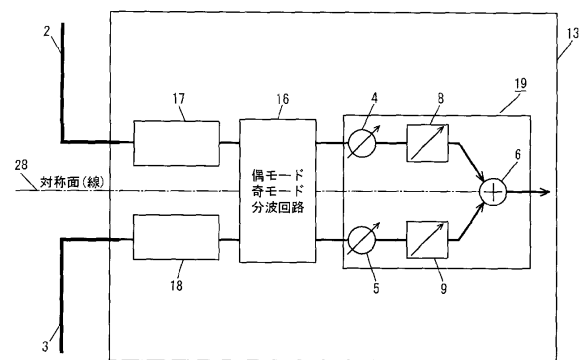
【図 22】



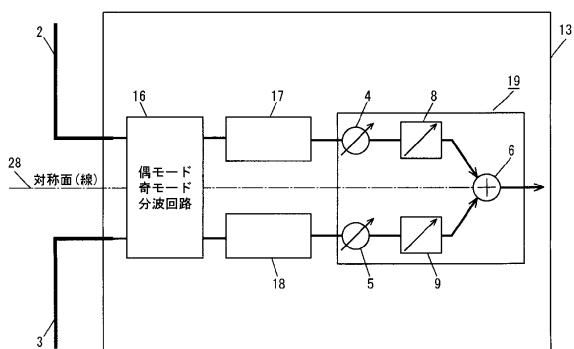
【図 23】



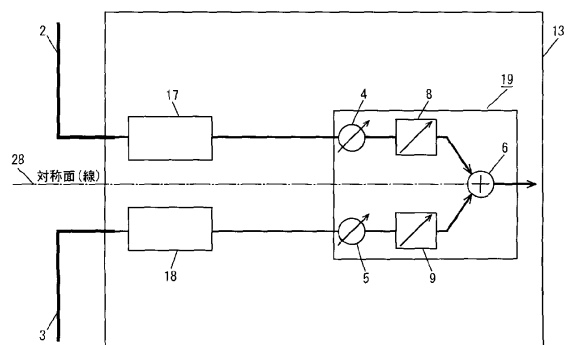
【図 25】



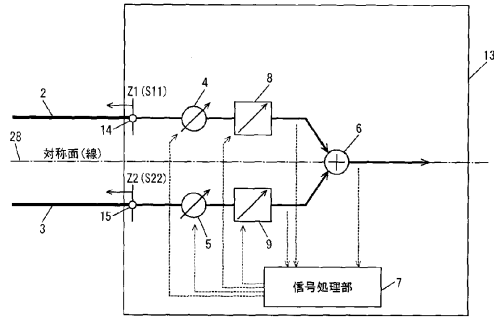
【図 24】



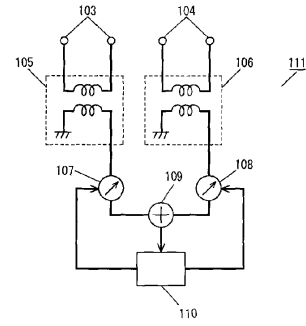
【図 26】



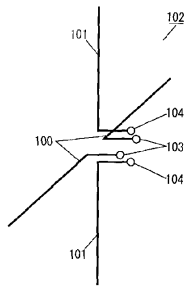
【図 27】



【図 29】



【図 28】



フロントページの続き

(72)発明者 福島 奨

大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニックエレクトロニックデバイス株式会社内

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 特開2005-323274(JP,A)

特開2005-318407(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 3/26

H01Q 3/24

H01Q 21/24

H04B 7/02