

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4040768号
(P4040768)

(45) 発行日 平成20年1月30日(2008.1.30)

(24) 登録日 平成19年11月16日(2007.11.16)

(51) Int.Cl.

F I

H O 1 Q 3/26 (2006.01)

H O 1 Q 3/26

B

H O 1 Q 3/24 (2006.01)

H O 1 Q 3/24

請求項の数 1 (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願平10-305428
 (22) 出願日 平成10年10月27日(1998.10.27)
 (65) 公開番号 特開2000-134023(P2000-134023A)
 (43) 公開日 平成12年5月12日(2000.5.12)
 審査請求日 平成17年2月4日(2005.2.4)

(73) 特許権者 000003562
 東芝テック株式会社
 東京都品川区東五反田二丁目17番2号
 (74) 代理人 100058479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100084618
 弁理士 村松 貞男
 (74) 代理人 100092196
 弁理士 橋本 良郎
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100070437
 弁理士 河井 将次

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナ指向性制御システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信装置と受信装置とからなるアンテナ指向性制御システムにおいて、

前記送信装置は、多重伝搬路における電波伝搬遅延時間を求めるための計測信号を生成する計測信号生成手段と、この計測信号生成手段からの計測信号をアンテナを介して送出する送信手段とを備え、

前記受信装置は、アンテナ指向性のビーム径の異なる複数の指向性アンテナと、この各指向性アンテナから1つを選択して受信信号を取込むアンテナ選択手段と、このアンテナ選択手段が受信信号として取込んだ計測信号を直接波と遅延波に分離し、この直接波と各遅延波成分との遅延時間を求める計測手段と、この計測手段が求めた直接波と各遅延波成分との遅延時間の広がりを演算し、その演算結果を前記アンテナ制御手段に送出する演算手段とを備え、

前記アンテナ制御手段は、前記演算手段からの演算結果に基づいて前記各指向性アンテナのうちのどのアンテナを使用するか決定し、前記アンテナ選択手段を制御することを特徴とするアンテナ指向性制御システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば、無線LAN通信システムにおける基地局と端末局との間の通信に使用される送信装置と受信装置のアンテナ指向性を制御するアンテナ指向性制御システムに関

10

20

する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

一般に、オフィス等の屋内空間において無線でデータ伝送を行う場合、天井、床、壁、什器類など様々な場所で電波が反射しマルチパス波を生じる。これらのマルチパス波はその伝搬経路長の違いから直接波に対する遅延波として現れ、無線データ伝送における信号劣化要因の1つとなっている。特に、データの伝送速度が速くなると遅延波の遅延時間が伝送データの1 b i t 時間内に入り込んできて直接波との分離が困難となってくる。

【 0 0 0 3 】

このようなことから、例えば、特開平9 - 7 4 3 7 5 号公報では、可変指向性アンテナのビーム方向を制御することによって不要な反射遅延波の到来方向に対してアンテナ利得が小さくなるように制御する方法を取っている。すなわち、図22に示すように、基地局1は最大放射方向の異なる複数のビーム#1 ~ #nを形成してアンテナ1aから送信を行い、端末2にはそのビームの中の幾つかが到達する。基地局1の放射するビームはビーム径が小さく利得が高いものであり、これらのビームは複数のビームが同時に形成されても、また、時分割により順次形成されてもよい構成になっている。そして、各ビームから送信される信号にはどのビームによって送信されたのかを識別することができる情報が含まれている。

【 0 0 0 4 】

端末2は、基地局1から送信される信号を広角の指向性を持つアンテナ2aで受信し、その信号がどのビームによって送信されてきたものであるのかを識別する手段を備えている。例えば、タイムスロット中にビーム番号情報が含まれている場合には、その情報を識別できるように構成され、また、ビーム番号と周波数が関係付けられている場合には、受信された信号の周波数によりビーム番号を識別できるように構成されている。端末2は複数のビームの信号を受信することができ、その中で所定の評価基準に従って最も都合の良い信号を受信するようになっている。

【 0 0 0 5 】

このときの評価基準としては、(1)、到達したビーム信号の中で受信信号強度が最大となるものを選択して受信する、(2)、到達したビーム信号の中で受信信号対雑音比(S/N 比)が最大となるものを選択して受信する、(3)、(2)の S/N 比の代わりに、搬送波対雑音比(C/N 比)を用いる、(4)、(2)の S/N 比の代わりに、誤り訂正機能における誤り訂正量により信号の善し悪しを判断し最も状態の良い信号を選択する、を設定している。

【 0 0 0 6 】

このような評価基準に基づいて、端末2は受信したビームの中から最も良好な受信状態であったビーム番号jを選択し、この選択したビーム番号jを広角ビームを持つ送信アンテナ2aを用いて送信する。基地局1は、端末2から送信されたビーム番号jを受信する。このときの受信は送信時に用いたアンテナとは別の広角ビームを持つ受信アンテナで行う。このようにして基地局1は端末2に対して最も良好な通信を可能とするアンテナビーム番号jを知ることになる。この後、基地局1から端末2に対して送信するデータ信号はj番目のアンテナビームを用いて行われるので、基地局1と端末2の間に最も状態の良い通信路が形成される方向にのみ電波が放射される。また、不要な反射波を生ずる方向に対しては電波は放射されない。

【 0 0 0 7 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した従来の無線通信システムでは、基地局が形成する複数ビームとしてビーム幅を変えられる構成にはなっていない。このため、無線通信システムの設置される場所が反射物体の非常に多い環境であった場合、これに対して予め用意するビームのビーム径が十分小さいものでないと予定した効果が得られないという問題が生じる。

【 0 0 0 8 】

また、逆にビーム径が小さくて望ましくない結果をもたらす場合もある。例えば、位置が

10

20

30

40

50

移動しない電波反射物の数はさほど多くないが、通行人が多数存在するような環境下では、通信経路が通行人によって遮断される確率が高くなる。このような電波伝搬環境下においてはビームのビーム径が小さいと電波の通信経路が通行人によってしばしば遮断され、通信が頻繁に途絶してしまうという問題が生じる。

さらには、時間の移り変わりとともに電波伝搬環境が変動するような場合もあり、このような場合には時間経過とともに通信状態が良くなったり悪くなったりする問題が生じる。

【 0 0 0 9 】

そこで、請求項 1 記載の発明は、アンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がりの程度に従って可変することで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できるアンテナ指向性制御システムを提供する。

10

【 0 0 1 0 】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 記載の発明は、送信装置と受信装置とからなるアンテナ指向性制御システムにおいて、送信装置は、多重伝搬路における電波伝搬遅延時間を求めるための計測信号を生成する計測信号生成手段と、この計測信号生成手段からの計測信号をアンテナを介して送出する送信手段とを備え、受信装置は、アンテナ指向性のビーム径の異なる複数の指向性アンテナと、この各指向性アンテナから 1 つを選択して受信信号を取込むアンテナ選択手段と、このアンテナ選択手段が受信信号として取込んだ計測信号を直接波と遅延波に分離し、この直接波と各遅延波成分との遅延時間を求める計測手段と、この計測手段が求めた直接波と各遅延波成分との遅延時間の広がりを演算し、その演算結果をアンテナ制御手段に送出する演算手段とを備え、アンテナ制御手段は、演算結果に基づいて各指向性アンテナのうちのどのアンテナを使用するか決定し、アンテナ選択手段を制御することにある。

20

【 0 0 1 5 】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。なお、この実施の形態はこの発明を百貨店、スーパーマーケット、ホームセンタ等の大規模小売店や一般の小売店などの店舗に設置する P O S (ポイント・オブ・セールス) システムに適用したものについて述べる。

【 0 0 1 6 】

(第 1 の実施の形態)

30

図 1 は、P O S システムの要部構成を示す図で、1 1 はシステム全体を制御し、かつ、商品価格等のデータファイルを備えた P O S システム制御装置、1 2 は無線基地局で、これらは通信ケーブル 1 3 を介して接続している。前記 P O S システム制御装置 1 1 は店舗における事務所等に設置され、また、前記無線基地局 1 2 は天井に取付けられ、この無線基地局 1 2 のアンテナ 1 4 は指向性を可変できる構造になっており、天井から顔を出すような形で設置されている。また、前記通信ケーブル 1 3 は天井裏等に配線され、店舗内からは見ることができないように配置されている。

【 0 0 1 7 】

1 5 は商品販売データの登録等を行う P O S 端末装置、1 6 はこの P O S 端末装置 1 6 に取付けた無線端末局で、前記 P O S 端末装置 1 5 は台 1 7 の上に載置されて例えば店舗内の出入口に近い側に設置されている。前記無線端末局 1 6 のアンテナ 1 8 は前記無線基地局 1 2 のアンテナ 1 4 と同様、指向性を可変できる構造になっている。

40

店舗内には、商品を陳列するための商品陳列棚 1 9 や冷蔵ケース 2 0、その他店舗内における比較的大型の備品類に代表される什器類等が設置されている。また、店舗内には買い物をする顧客 2 1 が移動している。

【 0 0 1 8 】

前記商品陳列棚 1 9、冷蔵ケース 2 0 及び台 1 7 等は前記無線基地局 1 2 と無線端末局 1 6 との間での電波の送受信に際して不要な反射波の発生源となる。また、顧客 2 1 はその存在場所によって無線基地局 1 2 と無線端末局 1 6 との間の通信路を遮断する障害物として作用したり、商品陳列棚 1 9 や冷蔵ケース 2 0 などのように不要な反射波の発生源とし

50

て作用する二面性を持っている。

【 0 0 1 9 】

図 2 は、前記無線基地局 1 2 及び無線端末局 1 6 の構成を示すブロック図で、これらは送信装置 3 0、受信装置 4 0 を備えている。前記送信装置 3 0 はアンテナ 3 1、このアンテナ 3 1 を接続した送信手段 3 2 及びこの送信手段 3 2 に接続し計測信号を生成する計測信号生成手段 3 3 を設け、この計測信号生成手段 3 3 が生成する計測信号を前記送信手段 3 2 及びアンテナ 3 1 を介して送信するようになっている。

【 0 0 2 0 】

前記受信装置 4 0 は、可変指向性受信アンテナ 4 1、この可変指向性受信アンテナ 4 1 を制御するアンテナ制御手段 4 2 及びこのアンテナ制御手段 4 2 における制御量を求める処理装置 4 3 を備えている。前記可変指向性受信アンテナ 4 1 は、複数のアンテナ素子 4 4 -1, 4 4 -2, 4 4 -3, 4 4 -4 とこの各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 に対する振幅と位相を制御する励振ウェイト制御部 4 5 で構成している。前記処理装置 4 3 は、信号検出手段 4 6、計測手段 4 7、演算手段 4 8 で構成している。

10

【 0 0 2 1 】

前記信号検出手段 4 6 は、前記可変指向性受信アンテナ 4 1 の励振ウェイト制御部 4 5 からの出力信号線 4 9 に出力される受信信号を取込み、この受信信号が計測信号であるか否かを判定し、計測信号であることを判定したときには前記アンテナ制御手段 4 2 に対して初期化信号を出力するようになっている。前記アンテナ制御手段 4 2 は初期化信号を取込むと直ちに前記励振ウェイト制御部 4 5 に対する制御量を書換え、前記可変指向性受信アンテナ 4 1 における各アンテナ素子の合成指向性のビーム径がこのアンテナの持ち得るビーム径のうち最も広いものになるように制御するようになっている。

20

【 0 0 2 2 】

前記計測手段 4 7 は、前記可変指向性受信アンテナ 4 1 の励振ウェイト制御部 4 5 からの出力信号線 4 9 に出力される受信信号を取込み、前記送信装置 3 0 から送信される計測信号を受信し、この計測信号より受信到来波を直接波と遅延波とに分離し、分離した直接波と各遅延波成分との遅延時間を計測し、その結果を前記演算手段 4 8 に供給するようになっている。前記演算手段 4 8 は、各遅延波成分の遅延時間の広がり演算し、その演算結果を前記アンテナ制御手段 4 2 に供給するようになっている。前記アンテナ制御手段 4 2 は、演算手段 4 8 からの演算結果に基づいて前記可変指向性受信アンテナ 4 1 の制御量を決定するようになっている。

30

【 0 0 2 3 】

前記信号検出手段 4 6 における計測信号の検出方法としては次の方法がある。

例えば、前記送信装置 3 0 から計測信号を送信する際に、この計測信号の送出に先だってユニークワード信号を含むヘッダー信号を送出し、信号検出手段 4 6 では当該ユニークワードを受信したかどうかを常に監視する。そして、ユニークワードを検出すると、それに引き続いて計測信号が到来するものとして前記可変指向性受信アンテナ 4 1 の指向性ビーム径が最大となるように制御する。

【 0 0 2 4 】

また、計測信号自体に自己相関値の大きな信号を用いることでこの計測信号をユニークワードとして用いる。この場合、計測信号を複数回送信し、1 回目の計測信号を検出した時点で、前記可変指向性受信アンテナ 4 1 の指向性ビーム径を最大とする初期化処理を行い、2 回目以降に送信されてくる計測信号を用いて直接波と遅延波の遅延時間を計測し、遅延時間の広がりを計算する。

40

【 0 0 2 5 】

前記可変指向性受信アンテナ 4 1 は、いわゆるフェーズドアレーアンテナになっている。このアンテナの特性は、各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 の特性を合成したものとして現れる。前記各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 は、例えば、平面パッチアンテナで構成されているが、特にこれに限定されるものではない。

【 0 0 2 6 】

50

前記各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 に対する励振ウェイト（振幅と位相）を変更することにより、それらの合成特性として現れるアンテナの受信指向特性を制御することができ、従って、ビーム方向やビーム径及び利得の変更等を比較的容易に行うことができる。

【 0 0 2 7 】

この可変指向性受信アンテナ 4 1 の励振ウェイト制御部 4 5 は、図 3 に示すように、各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 毎に設けられた励振振幅を設定する可変振幅の可変増幅器 5 0 -1、5 0 -2、5 0 -3、5 0 -4 と励振位相を設定する移相器 5 1 -1、5 1 -2、5 1 -3、5 1 -4 と信号合成器 5 2 とからなり、前記各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 が受信した信号は、それぞれ前記可変増幅器 5 0 -1、5 0 -2、5 0 -3、5 0 -4 と移相器 5 1 -1、5 1 -2、5 1 -3、5 1 -4 によって各アンテナ素子毎に異なった励振ウェイトの重み付けが行われた後、前記信号合成器 5 2 で合成されるようになっている。そして、前記信号合成器 5 2 で合成された出力信号は出力信号線 4 9 より出力され、前記処理装置 4 3 の計測手段 4 7 に励振ウェイト計算の入力値として供給されるとともに、後段の復調回路（図示せず）に供給されて受信データの復調が行われる。

10

【 0 0 2 8 】

なお、前記可変増幅器 5 0 -1 ~ 5 0 -4 としては、利得可変の増幅器であっても、増幅器に可変減衰器を組み合わせたものであってもよい。

このような構成の受信装置 4 0 では、アンテナ制御手段 4 2 による励振ウェイトの変更により、可変指向性受信アンテナ 4 1 のビーム方向、ビーム径、利得等を変更することができる。すなわち、受信装置 4 0 の各アンテナ素子 4 4 -1 ~ 4 4 -4 が送信装置 3 0 から無線送信される信号を受信すると、信号検出手段 4 6 がその受信信号が計測信号であるか否かを検出する。もし、計測信号であればアンテナ制御手段 4 2 に初期化信号を出力し、これにより、アンテナ制御手段 4 2 は可変指向性受信アンテナ 4 1 の励振ウェイト制御部 4 5 を制御し、アンテナの合成指向性のビーム径が最大となるように設定する。こうして可変指向性受信アンテナ 4 1 は引き続いて計測信号を確実に受信するようになる。このように、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。

20

【 0 0 2 9 】

そして、受信した計測信号を計測手段 4 7 が取込み、受信波を直接波と遅延波とに分離し、この分離した直接波と各遅延波成分との遅延時間を計測する。そして、計測した結果を演算手段 4 8 に供給し、演算手段 4 8 は計測結果から各遅延波成分の遅延時間の広がり（分散）を演算し、その演算結果をアンテナ制御手段 4 2 に供給する。これにより、アンテナ制御手段 4 2 は可変指向性受信アンテナ 4 1 の制御量を決定し、その制御量に応じて可変指向性受信アンテナ 4 1 の受信指向特性を可変する。

30

【 0 0 3 0 】

そして、受信装置 4 0 は計測信号に引き続いて送信装置 3 0 からデータ等の受信信号を受信するようになる。このように、可変指向性受信アンテナ 4 1 のアンテナ指向性のビーム径を各遅延波成分の遅延時間の広がり（分散）の程度に従って可変できるので、装置が設置される周辺の電波伝搬環境に適したビーム径を自動的に選択して無線通信することができる。従って、例えば、屋内無線通信において、什器類が多数設置されているために多くの反射波、すなわち、多重遅延波が存在する環境下の場合には、アンテナのビーム径を絞って遅延波の影響を低減した状態で無線通信ができる。このように、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定でき、従って、データ通信における誤り率を改善することができる。

40

【 0 0 3 1 】

次に、計測信号とこの計測信号によって前記計測手段 4 7 が受信到来波から直接波と各遅延波成分との遅延時間の広がり（分散）を測定する方法について説明する。

空間電波伝搬特性を解明するための評価パラメータとして、遅延プロファイルがある。例えば、屋内での電磁波によるデータ伝送を実現しようとする、送受信点間の見通し経路を直接到達する直接波の外に、電波伝搬経路の途中で、例えば壁面や床面、天井面や什器類等で電波が反射することにより発生する反射も一緒に受信点に到達する。このような反

50

射波は、直接波に比べて長い伝搬経路を経由して受信点に到達するため、受信点への到達時刻は直接波よりも後になり、直接波に対する遅延波として現れる。

【 0 0 3 2 】

遅延プロファイルの計測方法には、無変調波を周波数掃引する方法や鋭い自己相関特性を有する擬似雑音 (P N) で拡散された信号を送信し、受信側では送信 P N 信号のレプリカとの相関を取って逆拡散する方法 (以下、パルス圧縮法と称する。) 等がある。

【 0 0 3 3 】

無変調波を周波数掃引することによって電波の遅延プロファイルを測定する方法は、例えば、測定器としてネットワーク・アナライザを用いることで比較的簡単に遅延プロファイルを測定することができる。これは、直接波のみしか電波が到来しないような電波伝搬環境 (電波暗室など) でアンテナや測定系のケーブル等まで含めて測定基準値を測定し、しかる後に、反射波すなわち遅延波が存在する電波伝搬環境にて、同じ測定系を用いて伝搬環境の周波数特性を求めるものである。そして、求めた周波数特性にフーリエ逆変換を施すことにより、時間領域の情報、すなわち、遅延プロファイルを求めることができる。

【 0 0 3 4 】

このようにして求めた屋内空間における遅延プロファイルの計測事例を示すと、例えば、図 4 や図 5 に示すようになる。図 4 及び図 5 において、横軸は電波 (直接波と遅延波) の到来時刻を、縦軸は受信信号の相対レベルを示している。横軸は一番左側の縦軸との交点が遅延時間ゼロの基準時刻、すなわち、送信時刻を示している。縦軸の受信レベルは送信レベルを基準として表示しており、一番上の目盛りが送信時の信号レベル、すなわち、減衰量ゼロのレベルとなっている。また、各遅延時間における受信レベルはこの減衰量ゼロレベルに対する相対値として示している。

【 0 0 3 5 】

図 4 は、例えば、電波の反射が比較的少なく、また、人通もほとんどないような環境下において測定した遅延プロファイルの一事例である。この事例においては 1 ~ 4 G H z の周波数で掃引を行っている。図中、最も到来時刻が早い波 m1 が直接波であり、それ以外は全て遅延波である。この事例では比較的反射物が少なかったため、直接波 m1 より僅かに遅れて到来する遅延波 m2 と、遅延波 m3 が比較的大きなレベルの信号として観測されるが、それ以外にはほとんど遅延波は観測されない。なお、レベル L 未満の信号は測定系の測定限界未満となっているので、m4 のような遅延波は実際には測定されない。

【 0 0 3 6 】

また、図 5 は、例えば、比較的狭い空間内に電波を反射する什器類が多数配置されている環境下において測定した遅延プロファイルの一事例である。この事例の場合も 1 ~ 4 G H z の周波数で掃引を行っている。この事例では n1 が直接波で n2 が遅延波である。測定結果は図 4 の場合に比べて明らかに遅延波の広がりが増大しており、また、直接波と反射波のレベル差も小さいものになっている。

【 0 0 3 7 】

このようにして遅延プロファイルを計測することにより、本装置が設置されている電波伝搬環境が良好であるか否かが分かる。遅延波が広い範囲に広がっていたり、また、遅延波の電力が直接波の電力に比べて比較的大きなレベルにある場合には、遅延波が直接波に対する妨害として深刻な影響を及ぼす。特に、無線データ伝送速度が速い場合は遅延波の影響が大きくなる。

【 0 0 3 8 】

遅延波は電波の伝搬経路の長さの違いによって生じるものであるから、直接波の到来方向と遅延波の到来方向は一般的には異なる。この特徴を利用して受信側のアンテナに可変指向性アンテナやセクタアンテナを用いて反射波の到来方向には受信感度を鈍くすることにより受信状態を改善することができる。

【 0 0 3 9 】

次に、パルス圧縮法を用いて遅延プロファイルを求める具体例について述べる。

図 6 に示すように、送信装置 3 0 の計測信号発生手段 3 3 は、最長線形符号系列信号発生

10

20

30

40

50

器で構成され、最長線形符号系列 (maximum length linear codes ; 以下、m系列と称する。) の計測信号を発生する。このm系列の信号は通信や測距の分野で一般的に使用される符号系である。このm系列信号は、シフトレジスタ又は遅延素子とその複数個の段の状態の論理的結合をシフトレジスタ又は遅延素子の入力へ帰還する論理回路とで発生することができる。

【 0 0 4 0 】

例えば、符号長が1023ビットのm系列符号のうちの1つは、図7に示す回路によって実現できる。この回路は、多段のシフトレジスタ340~349と、排他的論理和回路350とで構成され、例えば、シフトレジスタ346とシフトレジスタ347との間に前記排他的論理和回路350を挿入し、この排他的論理和回路350にシフトレジスタ346からの信号と最終段のシフトレジスタ349からの信号を入力し、その排他的論理和回路350からの出力信号をシフトレジスタ347に入力している。また、最終段のシフトレジスタ349からの信号を初段のシフトレジスタ340にも入力している。そして、最終段のシフトレジスタ349からm系列信号を出力している。

【 0 0 4 1 】

なお、m系列符号は巡回符号であるので、予め符号そのものをメモリに記憶しておき、必要となったときにその内容を順次読み出すという手法を取ることでm系列信号を発生させることも可能である。

【 0 0 4 2 】

このようにして計測信号発生手段33で生成されたm系列信号は、送信手段32にて、発振器321からの周波数 f_c の信号 $f(t)$ とミキサー322において混合され信号 $U(t)$ としてアンテナ31から外部に無線送信される。

【 0 0 4 3 】

受信装置40は、前記送信装置30からの送信信号 $U(t)$ を可変指向性受信アンテナ41により受信することになる。そして、信号検出手段46にて計測信号であることが検出され、計測手段47のマイクロプロセッサ(MPU)471に知らされる。

【 0 0 4 4 】

前記計測手段47は、前記マイクロプロセッサ471の他、受信信号を位相差0度の成分とこれとは90度の位相差を持つ成分とに分けて出力するハイブリッド472、受信ローカル信号 $f(t)$ を発生する発振器473、この発振器473からの受信ローカル信号 $f(t)$ と参照m系列信号 $r(t)$ を発生する参照m系列信号発生装置474からの参照m系列信号 $r(t)$ を混合する第1のミキサー475、前記ハイブリッド472からの位相差0度の成分と前記第1のミキサー475からの信号を混合する第2のミキサー476、前記ハイブリッド472からの位相差90度の成分と前記第1のミキサー475からの信号を混合する第3のミキサー477、前記第2のミキサー476からの信号を通過させるローパスフィルタ478、前記第3のミキサー477からの信号を通過させるローパスフィルタ479、前記ローパスフィルタ478を通過した信号をデジタル信号に変換するA/D変換器480、前記ローパスフィルタ479を通過した信号をデジタル信号に変換するA/D変換器481及び位相速度制御装置482を設けている。

【 0 0 4 5 】

前記位相速度制御装置482はマイクロプロセッサ471からの制御信号により、前記参照m系列信号発生装置474からの参照m系列信号 $r(t)$ の位相(周波数を)を制御するとともに、前記発振器473からの受信ローカル信号 $f(t)$ の周波数を前記送信装置30の発振器321からの発信周波数 f_c からずれないように制御するようになっている。また、前記発振器473からの受信ローカル信号 $f(t)$ と前記参照m系列信号発生装置474からの参照m系列信号 $r(t)$ を前記第1のミキサー475で混合し、このミキサー475からの出力信号を2分配して前記第2、第3のミキサー476、477にそれぞれ供給している。

【 0 0 4 6 】

このような構成の受信装置40では、パルス圧縮法により遅延プロファイルの計測を行う

10

20

30

40

50

。なお、パルス圧縮法による遅延プロファイルの計測方法については、電子情報通信学会・技術研究報告 A・P 87 - 26 に記載されている。

【 0 0 4 7 】

前記計測信号発生手段 33 の m 系列信号生成回路は、多段のシフトレジスタ 340 ~ 349 と、排他的論理和回路 350 とで構成されており、例えば、シフトレジスタの段数を n 段とすると、この回路によって生成される m 系列信号の符号長は、 $2^n - 1$ となる。m 系列の符号速度を $1 / t_0$ (bps) とすると、m 系列信号の周期 T は、

【 数 1 】

$$T = (2^n - 1)t_0 \quad (1)$$

10

【 0 0 4 8 】

となる。生成される m 系列信号を $s(t)$ とすると、その自己相関関数は下式で示される。

【 0 0 4 9 】

【 数 2 】

$$R_S(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \cdot s(t - \tau) dt \quad (2)$$

【 0 0 5 0 】

20

上記 (2) 式で示される自己相関関数 $R_S(\tau)$ を図に示すと、図 8 に示すようになる。すなわち、m 系列信号の自己相関値は、位相差が 0 のときにピークレベル $2^n - 1$ となり、そこから 1 ビット以上位相がずれるとそのレベルはピークに比べて $1 / (2^n - 1)$ となる。図から明らかなように、m 系列信号の符号長をより長くとることにより相関ピークをより大きくすることができ、また、m 系列信号の符号速度 $1 / t_0$ (bps) をより速くすることにより測定時間分解能を高くすることができる。

【 0 0 5 1 】

ここで相関ピークが十分大きく、かつ、符号速度も十分速い値に設定した状態であれば、受信側で送信側と同じ m 系列信号を発生し、その m 系列信号の位相を制御して符号系列をずらせることにより、伝搬時間に対応した時間位置で鋭い相関波形が得られる。すなわち、伝搬時間が最も短く、かつ、信号レベルが最も大きい直接波が最初に観測され、続いて伝搬時間順に遅延波が観測される。これにより、前述した図 4 及び図 5 と同様の計測結果を得ることができる。

30

【 0 0 5 2 】

次に、遅延プロファイルが計測される原理について説明する。

図 6 に示すように、送信装置 30 は m 系列符号を周波数 f_c の搬送波を 2 相位相変調して送信する。このとき、受信装置 40 に遅延時間 τ_i 、振幅 A_i 、位相変化 ϕ_i の多重波が到来すると、受信信号 $v(t)$ は次式で示される。

【 0 0 5 3 】

【 数 3 】

$$v(t) = \sum_i A_i \cdot s(t - \tau_i) \times \exp(j2\pi f t) \cdot \exp(j\phi_i) \quad (3)$$

40

【 0 0 5 4 】

図 6 に示すように、受信装置 40 ではハイブリッド 472 により、受信信号を 0 度成分 (I 成分) と 90 度成分 (Q 成分) とに分け、それぞれ送信側の m 系列信号 $s(t)$ と同じである m 系列信号と乗積して積分することによって相関をとると、I、Q 成分それぞれの出力 $R_I(t)$ 、 $R_Q(t)$ は、下式で表される。

【 0 0 5 5 】

【 数 4 】

50

$$R_I(t) = \sum_i \left\{ A_i \cdot \cos \phi_i \int_t^{t+T} S(x - \tau_i) \times r(x) dx \right\} \quad (4)$$

$$R_Q(t) = \sum_i \left\{ A_i \cdot \sin \phi_i \int_t^{t+T} S(x - \tau_i) \times r(x) dx \right\} \quad (5)$$

【 0 0 5 6 】

上記式において、 $r(t)$ は、送信装置 30 の m 系列信号 $s(t)$ と同じ符号系列を持ち、位相制御された m 系列信号である。受信側の m 系列信号の符号速度を送信側の m 系列信号の符号速度 $f_M = 1 / t_0$ より δf_M ずらすことにより連続的に位相を制御することができる。受信側の符号速度を $f_M - \delta f_M$ とすると、

10

【 数 5 】

$$R_I(t) = \sum_i A_i \cdot \cos \phi_i \cdot R_S\left(\frac{t}{k} - \tau_i\right) \quad (6)$$

$$R_Q(t) = \sum_i A_i \cdot \sin \phi_i \cdot R_S\left(\frac{t}{k} - \tau_i\right) \quad (7)$$

20

【 0 0 5 7 】

但し、 $k = f_M / \delta f_M$

上記(6) 式、(7) 式で示される I , Q 成分の 2 乗和平方根を取ることで、遅延プロファイル $E(t)$ を得ることができる。

【 0 0 5 8 】

【 数 6 】

$$E(t) = \sqrt{R_I^2(t) + R_Q^2(t)} \quad (8)$$

30

【 0 0 5 9 】

図 6 の回路構成においては、 I 成分に関しては、以下のように処理される。すなわち、受信信号の I 成分と参照 m 系列信号 $r(t)$ とが、第 2 のミキサ 476 で掛け合わせられ、その出力をローパスフィルタ 478 で積分することにより $R_I(t)$ が求まる。一方、 Q 成分に関しては受信信号の Q 成分と参照 m 系列信号 $r(t)$ とが、第 3 のミキサ 477 で掛け合わせられ、その出力をローパスフィルタ 479 で積分することにより $R_Q(t)$ が求まる。

【 0 0 6 0 】

これら出力の 2 乗和平方根を、ハードウェアにより求める方法もあるが、図 6 では、 $R_I(t)$, $R_Q(t)$ を A/D 変換器 480 , 481 でそれぞれ A/D 変換した後、マイクロプロセッサ 471 に取り込み、上記(8) 式の計算を行うことによって遅延プロファイル $E(t)$ を求める。

40

【 0 0 6 1 】

このような構成によって、マイクロプロセッサ 471 で求められる遅延プロファイル $E(t)$ をグラフ化すると、図 4 及び図 5 のようになる。受信装置側の参照 m 系列信号 $r(t)$ の周波数は、送信装置側の m 系列信号 $s(t)$ に対して、 δf_M だけずれている。従って、図 4 及び図 5 のような遅延プロファイル波形は、掃引周期 $(\delta f_M)^{-1}$ 毎に現れるということになる。

【 0 0 6 2 】

このように、遅延プロファイルの違いより求めることができる遅延波の広がり状態によ

50

て指向性アンテナのビーム径を制御できる。

次に、その制御方法に関して説明する。

【 0 0 6 3 】

図 4 及び図 5 のような遅延プロファイル・データを取得したマイクロプロセッサ 4 7 1 は、予め定められた論理に従って遅延波の広がり具合を求める。遅延波の広がり具合の判定方法に関しては、幾つかの方法があるが、代表的な事例について説明する。

【 0 0 6 4 】

なお、説明を簡単にするために、図 4 及び図 5 のような遅延プロファイル波形の代表例として図 9 のような遅延プロファイル・データが得られたものとして説明する。時刻 t における受信レベルが $E(t)$ という遅延プロファイル・データが得られたとき、受信電力 P は次の式で求めることができる。

【 0 0 6 5 】

【数 7】

$$P = \int_{t_S}^{t_E} E(t) dt \quad (9)$$

【 0 0 6 6 】

上記の式中、 $E(t)$ は前記(8)式によって求めることができる。また、 t_S は $E(t)$ が掃引周期内で最初に測定限界レベルを越えた時刻、 t_E は $E(t)$ が掃引周期内で最後に測定限界レベル以下になった時刻である。図 9 のように測定限界レベルが L である場合には、 $t_S = t_0$, $t_E = t_5$ となり、上記(9)式は以下ようになる。

【 0 0 6 7 】

【数 8】

$$P = \int_{t_0}^{t_1} E(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} E(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} E(t) dt \quad (10)$$

【 0 0 6 8 】

つまり受信電力 P は、測定限界値以上のレベルが受信された区間のレベルの積分値として求めることができる。但し、その積分範囲は、掃引周期 $(\delta f_M)^{-1}$ の範囲内に限定され、この範囲を越えて積分を行うことはない。また、遅延プロファイル・データを何度か計測して受信電力計算の信頼性を上げるような場合には、掃引周期毎に遅延プロファイル・データを取り直し、その都度受信電力 P を計算し直せばよい。

【 0 0 6 9 】

遅延波の広がり状態を判定する指数として、平均遅延時間 T_D 、遅延スプレッド S がある。これらの指数は以下の計算式によって求めることができる。

【 0 0 7 0 】

【数 9】

$$T_D = \frac{1}{P} \int_{t_S}^{t_E} (t - t_S) E(t) dt \quad (11)$$

$$S = \sqrt{\frac{1}{P} \int_{t_S}^{t_E} t^2 E(t) dt - T_D^2} \quad (12)$$

【 0 0 7 1 】

図 9 のような波形の場合には、 $t_S = t_0$ 、 $t_E = t_5$ とすればよいことは前述した(9)式及び(10)式の場合と同様である。上記(12)式より明らかなように、遅延スプレッド S は $E(t)$ の標準偏差である。従って、 S は $E(t)$ の広がり具合を示す指標となり、 S が大きいほど遅延波の広がっている時間範囲が広いことを示す。

【 0 0 7 2 】

10

20

30

40

50

例えば、前述した図 4 と図 5 とを例に取ると、図 5 の方が図 4 の場合よりも遅延スプレッド S が大きくなる。すなわち、図 4 における m_4 の波形は何れも測定限界レベル L 以下であり、雑音と同等であるため、図 4 の方が標準偏差が小さくなる。

【 0 0 7 3 】

そして、図 4 と図 5 とでは、図 5 の方が比較的狭い空間内に多数の什器類が配置されている状態での遅延プロファイルの計測結果であり、反射波が多く、受信状態が悪い状態に相当する。このような環境下では、アンテナの指向性を絞って反射波をできるだけ拾わないようにすることで、遅延波を低減し受信環境を改善することができる。一方、電波伝搬環境が良好な場合や通信相手となる無線機が存在する位置情報が把握できていない場合などでは、アンテナの指向性はできるだけ広く取ることが望ましい。電波伝搬環境は遅延スプレッド S によって判定可能であるので、遅延スプレッド S の値に従ってアンテナビーム径を制御することにより、電波伝搬環境に応じたアンテナのビーム制御を行うことができる。

10

【 0 0 7 4 】

マイクロプロセッサ 4 7 1 は、次の演算を行って遅延波の遅延時間の広がりを見極めるとともにその判定結果に従って指向性アンテナのビーム径制御を行う。すなわち、 A/D 変換器 4 8 0 からは I 成分受信信号 $R_I(t)$ が、 A/D 変換器 4 8 1 からは Q 成分受信信号 $R_Q(t)$ が得られる。従って、マイクロプロセッサ 4 7 1 は、これら A/D 変換器の出力信号を前述した(8)式を用いて演算することにより時刻 t における受信レベル $E(t)$ を求める。そして、受信レベル $E(t)$ とその受信レベルが得られた時刻 t とを記憶する。また、マイクロプロセッサ 4 7 1 は、受信レベル $E(t)$ が掃引周期 $(\delta f_M)^{-1}$ の中で最初に測定限界レベルを越えた時刻を t_s 、最後に測定限界レベル以下になった時刻を t_E として記憶する。そして、1回の掃引周期が終了した時点で、(9)式、(11)式、(12)式により受信電力 P 、平均遅延時間 T_D 、遅延スプレッド S を求める。

20

【 0 0 7 5 】

マイクロプロセッサ 4 7 1 により計算して得られた遅延スプレッド S は演算手段 4 8 に送られる。演算手段 4 8 では、遅延スプレッド S と予め用意したテーブルとを比較することにより、そのときの遅延スプレッド S に対応したアンテナビーム幅を求め、これをアンテナ制御手段 4 2 に出力する。アンテナ制御手段 4 2 は、演算手段 4 8 からの信号に従ったアンテナビーム幅を設定する。なお、演算手段 4 8 の機能をマイクロプロセッサ 4 7 1 に組込んでよい。

30

【 0 0 7 6 】

(第 2 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 1 0 に示すように、第 1 の実施の形態における信号検出手段 4 6 を使用せず、代わりに信号線 5 3 により計測開始タイミング信号を計測手段 4 7 に供給するようになっている。すなわち、受信装置 4 0 1 の処理装置 4 3 1 は計測手段 4 7 と演算手段 4 8 で構成されている。その他の構成は第 1 の実施の形態と同一である。なお、計測開始タイミング信号の生成は、例えば、送信装置 3 0 から計測信号を送信するタイミングを知ることができるオペレータがスイッチを操作するなどで行う。

40

【 0 0 7 7 】

計測開始タイミング信号は、可変指向性受信アンテナ 4 1 が計測信号を受信中であることを前記計測手段 4 7 に通知するための信号で、前記計測手段 4 7 は、計測開始タイミング信号を取込むと、送信手段 3 0 から送信される計測信号を出力信号線 4 9 から取込み、受信波を直接波と遅延波とに分離し、分離した直接波と各遅延波成分との遅延時間を計測することになる。

【 0 0 7 8 】

このように、信号検出手段の代わりに信号線を介して計測開始タイミング信号を計測手段 4 7 に入力させることによっても可変指向性受信アンテナ 4 1 の制御量を周辺の電波伝搬

50

環境下に基づいて決定することができ、従って、この実施の形態においても通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定でき、データ通信における誤り率を改善することができる。

【0079】

(第3の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図11に示すように、受信装置402と送信装置60を一体に備えたもので、受信装置と送信装置とでアンテナ素子54-1、54-2、54-3、54-4及びアンテナ共用装置55-1、55-2、55-3、55-4を共有する構成になっている。

10

【0080】

前記アンテナ共用装置55-1～55-4は方向性結合回路からなり、各アンテナ素子54-1～54-4で受信した信号は前記アンテナ共用装置55-1～55-4を介して受信装置401の各可変増幅器50-1～50-4のみに入力され、送信装置60側へは供給されない。また、前記送信装置60から前記アンテナ共用装置55-1～55-4に供給される信号は前記各アンテナ素子54-1～54-4のみに供給され、受信装置402側へは供給されない。

【0081】

前記受信装置402は、各アンテナ素子54-1～54-4を前記アンテナ共用装置55-1～55-4によって送信装置60と共用する以外は、第1の実施の形態の受信装置40と同一の構成である。そして、前記各アンテナ素子54-1～54-4、アンテナ共用装置55-1～55-4、各可変増幅器50-1～50-4、各移相器51-1～51-4及び信号合成器52によって可変指向性受信アンテナを形成している。

20

【0082】

前記送信装置60は、励振ウェイト制御部61、送信手段62、計測信号生成手段63及び制御手段64からなり、前記励振ウェイト制御部61は、前記各アンテナ素子54-1～54-4及びアンテナ共用装置55-1～55-4に対応して、可変増幅器65-1、65-2、65-3、65-4、移相器66-1、66-2、66-3、66-4を設け、これに信号分配器67を加えて構成されている。そして、前記各アンテナ素子54-1～54-4、アンテナ共用装置55-1～55-4、各可変増幅器65-1～65-4、各移相器66-1～66-4及び信号分配器67によって可変指向性送信アンテナを形成している。

30

【0083】

前記可変指向性送信アンテナは、送信と受信の違いはあるが、前記可変指向性受信アンテナと同様の制御によってアンテナの放射指向特性を可変することができる。この可変指向性送信アンテナの可変増幅器65-1～65-4並びに移相器66-1～66-4の制御量(励振ウェイト)は、受信装置402の演算手段48における遅延波の広がり演算結果と受信装置402のアンテナ制御手段42における励振ウェイトの計算結果に基づいて、前記制御手段64が、受信時に決定したアンテナビーム径と等しくなるように送信時のアンテナビーム径を制御するようになっている。

【0084】

前記計測信号生成手段63で発生した計測信号及び信号線68から入力される送信情報信号は、前記信号分配器67にて均等に分配して前記各移相器66-1～66-4に供給している。そして、この各移相器66-1～66-4から前記各可変増幅器65-1～65-4に供給されるようになっている。これらの信号は前記各移相器66-1～66-4及び各可変増幅器65-1～65-4にて励振ウェイトに従って信号位相及び振幅の制御を受けた後、それぞれ各アンテナ共用装置55-1～55-4を介して各アンテナ素子54-1～54-4から外部に放射されるようになる。

40

【0085】

このように、各アンテナ素子54-1～54-4から放射する信号の振幅と位相を制御することにより、合成して得られる可変指向性送信アンテナ全体としての指向特性が制御される。前記各移相器66-1～66-4及び可変増幅器65-1～65-4の励振ウェイトはこの送信

50

時の合成後の放射指向特性が受信時に決定したアンテナビーム径と同じになるように決定されることになる。

【 0 0 8 6 】

従って、この実施の形態においても、アンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。

【 0 0 8 7 】

(第 4 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 1 2 に示すように、前述した第 3 の実施の形態におけるアンテナ共用装置 5 5 -1 ~ 5 5 -4 に代えて回路切換え装置 5 6 -1、5 6 -2、5 6 -3、5 6 -4 を使用したものである。この各回路切換え装置 5 6 -1 ~ 5 6 -4 の回路切換えは受信装置 4 0 3 に設けた送受信切換え制御部 5 7 からの制御信号によって行うようになっている。

【 0 0 8 8 】

このものにおいては、アンテナ共用装置とは異なり全二重通信動作はできない。しかし、その他については第 3 の実施の形態と同様の動作を行うので、この実施の形態においてもアンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。

【 0 0 8 9 】

(第 5 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 1 3 に示すように、第 1 の実施の形態における可変指向性受信アンテナに代えて、アンテナ指向性のビーム径が異なる複数、例えば、3 つの指向性アンテナ 7 1 -1、7 1 -2、7 1 -3 とこの各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 から 1 つを選択して受信信号を取込むアンテナ選択手段 7 2 からなる受信アンテナ 7 3 とこの受信アンテナ 7 3 のアンテナ選択手段 7 2 を制御するアンテナ制御手段 4 2 1 を設けた受信装置 4 0 4 を使用するものである。なお、受信装置 4 0 4 のその他の構成については第 1 の実施の形態と同一である。

【 0 0 9 0 】

この受信装置 4 0 4 においては、各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 のうち、アンテナ選択手段 7 2 によって選択されたアンテナのみが出力信号線 4 9 に接続され、これより出力信号線 4 9 に受信信号が出力される。そして、出力信号線 4 9 に出力された受信信号は処理装置 4 3 の信号検出手段 4 6 と計測手段 4 7 に供給される。前記信号検出手段 4 6 が計測信号を検出したときには、前記アンテナ制御手段 4 2 1 に初期化信号を出力し、これにより、アンテナ制御手段 4 2 1 は前記アンテナ選択手段 7 2 を制御し、このアンテナ選択手段 7 2 は各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 の中から最もビーム径の広い指向性アンテナを選択するようになっている。また、通信中においては、アンテナ制御手段 4 2 1 は演算手段 4 8 からの演算結果に基づいて選択信号を前記アンテナ選択手段 7 2 に出力する。これにより、前記アンテナ選択手段 7 2 は、各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 の中から 1 つのアンテナを選択する。

【 0 0 9 1 】

前記各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 としては、例えば、図 1 4 に示すものがある。すなわち、このアンテナは、3 種類のマルチセクタアンテナ 7 4、7 5、7 6 を重ね合わせたもので、それぞれ前記指向性アンテナ 7 1 -1、7 1 -2、7 1 -3 を構成している。前記マル

10

20

30

40

50

チセクタアンテナ 7 4 , 7 5 , 7 6 は何れも水平方向に限られた角度の指向性を持つホーンアンテナを中心軸に対して放射状に組合わせて構成したものである。

【 0 0 9 2 】

前記マルチセクタアンテナ 7 4 は、水平方向に 1 2 0 度の指向性パターンを持つ 3 個のホーンアンテナ 7 4 a , 7 4 b , 7 4 c を組合わせて構成している。そして、前記各ホーンアンテナ 7 4 a ~ 7 4 c はアンテナ切換回路 (図示せず) により何れか 1 個のホーンアンテナが選択されて動作するようになっている。

【 0 0 9 3 】

前記マルチセクタアンテナ 7 5 は、水平方向に 6 0 度の指向性パターンを持つ 6 個のホーンアンテナ 7 5 a , 7 5 b , 7 5 c , 7 5 d , 7 5 e , 7 5 f を組合わせて構成している。そして、前記各ホーンアンテナ 7 5 a ~ 7 5 f は前記アンテナ切換回路により何れか 1 個のホーンアンテナが選択されて動作するようになっている。

【 0 0 9 4 】

前記マルチセクタアンテナ 7 6 は、水平方向に 3 0 度の指向性パターンを持つ 1 2 個のホーンアンテナ 7 6 a , 7 6 b , 7 6 c , 7 6 d , 7 6 e , 7 6 f , 7 6 g , 7 6 h , 7 6 i , 7 6 j , 7 6 k , 7 6 l を組合わせて構成している。そして、前記各ホーンアンテナ 7 6 a ~ 7 6 l は前記アンテナ切換回路により何れか 1 個のホーンアンテナが選択されて動作するようになっている。

【 0 0 9 5 】

前記各ホーンアンテナ 7 4 a ~ 7 4 c 、 7 5 a ~ 7 5 f 、 7 6 a ~ 7 6 l の内部は、例えば、図 1 5 に示すように、各ホーンアンテナ 7 4 a ~ 7 4 c は、アンテナエレメント 7 4 ae , 7 4 be , 7 4 ce と反射 / 遮蔽板 7 4 ar , 7 4 br , 7 4 cr によって構成され、各ホーンアンテナ 7 5 a ~ 7 5 f は、アンテナエレメント 7 5 ae , 7 5 be , 7 5 ce , 7 5 de , 7 5 ee , 7 5 fe と反射 / 遮蔽板 7 5 ar , 7 5 br , 7 5 cr , 7 5 dr , 7 5 er , 7 5 fr によって構成され、各ホーンアンテナ 7 6 a ~ 7 6 l は、アンテナエレメント 7 6 ae , 7 6 be , 7 6 ce , 7 6 de , 7 6 ee , 7 6 fe , 7 6 ge , 7 6 he , 7 6 ie , 7 6 je , 7 6 ke , 7 6 le と反射 / 遮蔽板 7 6 ar , 7 6 br , 7 6 cr , 7 6 dr , 7 6 er , 7 6 fr , 7 6 gr , 7 6 hr , 7 6 ir , 7 6 jr , 7 6 kr , 7 6 lr によって構成されており、それぞれのホーンアンテナのビーム幅が各反射 / 遮蔽板によって制限されるような構造になっている。

【 0 0 9 6 】

なお、各指向性アンテナ 7 1 -1 ~ 7 1 -3 の構成はこれに限定するものではない。例えば、ここではアンテナの水平面内指向性に対してビーム幅を制限する構成のものを例として示したが、垂直面内指向特性においてもビーム径を絞る制御を加えるものであってもよい。

【 0 0 9 7 】

このように可変指向性受信アンテナに代えて指向性アンテナ 7 1 -1 、 7 1 -2 、 7 1 -3 とこの各指向性アンテナから 1 つを選択して受信信号を取込むアンテナ選択手段 7 2 からなる受信アンテナ 7 3 を設けたものであってもアンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することができ、従って、遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。

【 0 0 9 8 】

この実施の形態において、前述した第 1 の実施の形態と同様に、パルス圧縮法を用いて遅延プロファイルを求める場合の事例について述べると、図 1 6 に示す構成になる。すなわち、計測手段 4 7 の構成は図 6 の場合と同一である。従って、この場合においても、遅延プロファイルを計測する方法及びアンテナ・ビーム径を制御する方法は前述した図 6 の場合と全く同様である。

【 0 0 9 9 】

(第 6 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明

10

20

30

40

50

する。

この実施の形態は、図 17 に示すように、前述した第 5 の実施の形態における信号検出手段 46 を使用せず、代わりに信号線 53 により計測開始タイミング信号を計測手段 47 に供給するようになっている。すなわち、受信装置 405 の処理装置 431 は計測手段 47 と演算手段 48 で構成されている。その他の構成は第 5 の実施の形態と同一である。なお、計測開始タイミング信号の生成は、例えば、送信装置 30 から計測信号を送信するタイミングを知ることができるオペレータがスイッチを操作するなどで行う。

【0100】

計測開始タイミング信号は、受信アンテナ 73 が計測信号を受信中であることを前記計測手段 47 に通知するための信号で、前記計測手段 47 は、計測開始タイミング信号を取込みと、送信手段 30 から送信される計測信号を出力信号線 49 から取込み、受信波を直接波と遅延波とに分離し、分離した直接波と各遅延波成分との遅延時間を計測することになる。

10

【0101】

このように、信号検出手段の代わりに信号線を介して計測開始タイミング信号を計測手段 47 に入力させることによって受信アンテナ 41 の指向性制御を周辺の電波伝搬環境下に基づいて行うことができる。従って、この実施の形態においても通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定でき、データ通信における誤り率を改善することができる。

【0102】

20

(第 7 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 18 に示すように、受信装置 406 と送信装置 601 を一体に備えたもので、受信装置と送信装置とで指向性アンテナ 71-1、71-2、71-3、アンテナ選択手段 72 及びアンテナ共用装置 77 を共有する構成になっている。従って、この実施の形態では指向性アンテナ 71-1~71-3 及びアンテナ選択手段 72 は送受信アンテナ 78 を構成している。

【0103】

前記アンテナ共用装置 77 は方向性結合回路からなり、前記指向性アンテナ 71-1~71-3 及びアンテナ選択手段 72 を介して受信した信号は前記アンテナ共用装置 77 を介して受信装置 406 の出力信号線 49 のみに出力され、送信装置 601 側へは供給されない。また、前記送信装置 601 から前記アンテナ共用装置 77 に供給される信号は前記アンテナ選択手段 72 を介して指向性アンテナ 71-1~71-3 のみに供給され、受信装置 406 側へは供給されない。

30

【0104】

前記受信装置 406 は、前記各指向性アンテナ 71-1~71-3 及びアンテナ選択手段 72 をアンテナ共用装置 77 によって前記送信装置 601 と共用する以外は、第 5 の実施の形態の受信装置 404 と同一の構成である。

前記送信装置 601 は、第 3 の実施の形態と同様の送信手段 62、計測信号生成手段 63 を備え、前記各指向性アンテナ 71-1~71-3、アンテナ選択手段 72 及びアンテナ共用装置 77 を前記受信装置 406 と共用する構成になっている。

40

【0105】

このような構成においては、各指向性アンテナ 71-1~71-3 のうち何れのアンテナを使用するかを決定するのは受信装置 406 であり、前記アンテナ制御手段 421 がアンテナ選択手段 72 を制御して行う。前記送信装置 601 は使用するアンテナの選択は行わない。従って、送信時に使用するアンテナは受信時に選択使用したアンテナと同一になる。

【0106】

この実施の形態においてもアンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することができ、従って、遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤

50

り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。

【 0 1 0 7 】

(第 8 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 1 9 に示すように、前述した第 7 の実施の形態におけるアンテナ共用装置 7 7 に代えて回路切換え装置 7 8 を使用したものである。この回路切換え装置 7 8 の回路切換えは送受信切換え制御部 7 9 からの制御信号によって行うようになっている。

10

【 0 1 0 8 】

このものにおいては、アンテナ共用装置とは異なり全二重通信動作はできない。しかし、その他については第 7 の実施の形態と同様の動作を行うので、この実施の形態においてもアンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。

【 0 1 0 9 】

(第 9 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

20

この実施の形態は、図 2 0 に示すように、前述した第 4 の実施の形態における送信装置に計時手段 8 0 を付加して送信装置 6 0 3 を構成している。前記計時手段 8 0 はタイマーとかクロックとか呼ばれる機能を持つ構成要素によって構成される。この計時手段 8 0 は、計測信号生成手段 6 3 と送信手段 6 2 を制御して、予め定められた一定時間間隔毎に計測信号を送出する。

【 0 1 1 0 】

また、計測信号を送出するタイミングはシステム全体の送受信タイミングの中で決定されるため、前記計時手段 8 0 は、送受信切換え制御部 5 7、処理装置 4 3、アンテナ制御手段 4 2 及び制御手段 6 4 にも計時情報を供給し、これらの構成要素の動作タイミングの制御にも関与する。

30

【 0 1 1 1 】

この実施の形態においても前述した第 4 の実施の形態と同様に、アンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。

【 0 1 1 2 】

さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。さらにまた、電波伝搬環境の計測動作を一定時間間隔毎に行うので、例えば、通行人数が大幅に変化するなどして電波伝搬環境が変化しても常に最適なアンテナのビーム径を使用して安定した通信ができる。

40

【 0 1 1 3 】

(第 1 0 の実施の形態)

なお、前述した実施の形態と同一の部分には同一の符号を付し、異なる部分について説明する。

この実施の形態は、図 2 1 に示すように、前述した第 7 の実施の形態における送信装置に計時手段 8 1 を付加して送信装置 6 0 4 を構成している。前記計時手段 8 1 はタイマーとかクロックとか呼ばれる機能を持つ構成要素によって構成される。この計時手段 8 1 は、計測信号生成手段 6 3 と送信手段 6 2 を制御して、予め定められた一定時間間隔毎に計測信号を送出する。

50

【 0 1 1 4 】

また、計測信号を送出するタイミングはシステム全体の送受信タイミングの中で決定されるため、前記計時手段 8 1 は、処理装置 4 3 及びアンテナ制御手段 4 2 にも計時情報を供給し、これらの構成要素の動作タイミングの制御にも関与する。

【 0 1 1 5 】

この実施の形態においても前述した第 7 の実施の形態と同様に、アンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変することができ、従って、遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。また、計測信号を使用しての電波伝搬環境測定を常に良好にできる。

【 0 1 1 6 】

さらに、通信時において常に電波伝搬環境に応じた最適なアンテナ指向性のビーム径を設定できる。さらにまた、電波伝搬環境の計測動作を一定時間間隔毎に行うので、例えば、通行人の数が大幅に変化するなどして電波伝搬環境が変化しても常に最適なアンテナのビーム径を使用して安定した通信ができる。

【 0 1 1 7 】

【発明の効果】

請求項 1 記載の発明によれば、アンテナ指向性のビーム径を遅延波の遅延時間の広がり程度に従って可変するので、周辺の電波伝搬環境に適したビーム径を自動的に選択して無線通信ができる。従って、例えば、屋内無線通信において什器類等が多数設置されているために多くの反射波、すなわち、多重遅延波が存在するような環境下においてはアンテナビーム径を絞ることで遅延波の影響を低減でき、データ通信における誤り率を改善できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態を示す P O S システムの要部構成を示すブロック図。

【図 2】同実施の形態における無線基地局並びに無線端末局の送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 3】図 2 における励振ウェイト制御部の構成を示すブロック図。

【図 4】同実施の形態における遅延プロファイルの計測事例を示すもので、電波の反射が比較的少ない環境下で計測した場合の事例を示す波形図。

【図 5】同実施の形態における遅延プロファイルの計測事例を示すもので、電波の反射が比較的多い環境下で計測した場合の事例を示す波形図。

【図 6】同実施の形態において送信装置が m 系列の計測信号を発生し、受信装置がパルス圧縮法により遅延プロファイルを求める具体例を示すブロック図。

【図 7】図 6 における計測信号発生手段の構成を示すブロック図。

【図 8】m 系列信号の自己相関値を示すグラフ。

【図 9】遅延スプレッドを計算する方法を説明するための遅延プロファイル波形例を示す図。

【図 1 0】本発明の第 2 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 1 1】本発明の第 3 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 1 2】本発明の第 4 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 1 3】本発明の第 5 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 1 4】同実施の形態における指向性アンテナの外観構成を示す分解斜視図。

【図 1 5】同実施の形態における指向性アンテナの内部構成を示す分解斜視図。

【図 1 6】同実施の形態において送信装置が m 系列の計測信号を発生し、受信装置がパルス圧縮法により遅延プロファイルを求める具体例を示すブロック図。

【図 1 7】本発明の第 6 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロッ

10

20

30

40

50

ク図。

【図 1 8】本発明の第 7 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 1 9】本発明の第 8 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 2 0】本発明の第 9 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 2 1】本発明の第 1 0 の実施の形態における送信装置及び受信装置の構成を示すブロック図。

【図 2 2】従来のアンテナ指向性制御システムを説明するための図。

10

【符号の説明】

1 2 ... 無線基地局

1 6 ... 無線端末局

3 0 ... 送信装置

3 2 ... 送信手段

3 3 ... 計測信号生成手段

4 0 ... 受信装置

4 1 ... 可変指向性受信アンテナ

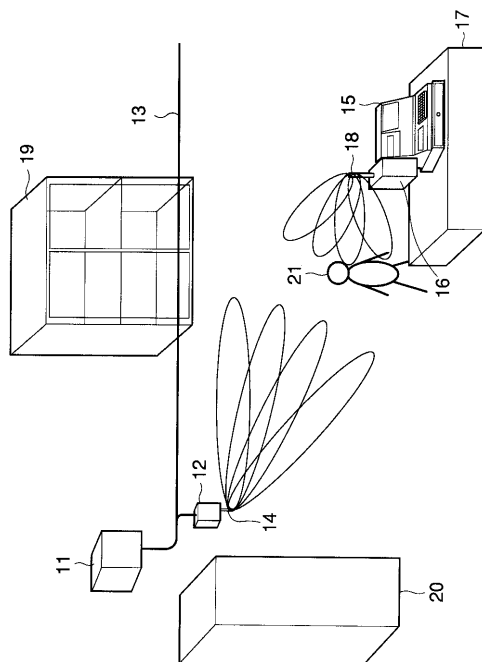
4 2 ... アンテナ制御手段

4 7 ... 計測手段

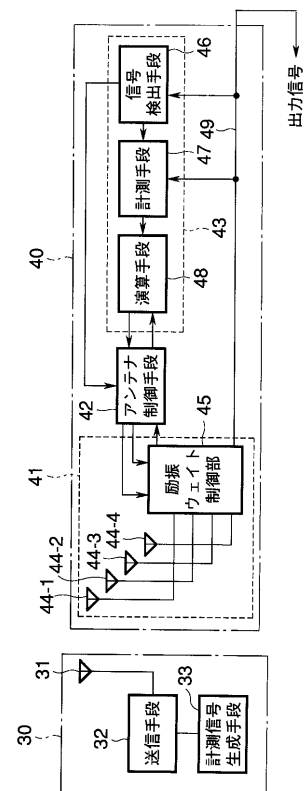
4 8 ... 演算手段

20

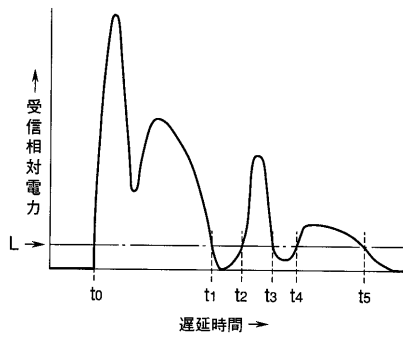
【図 1】



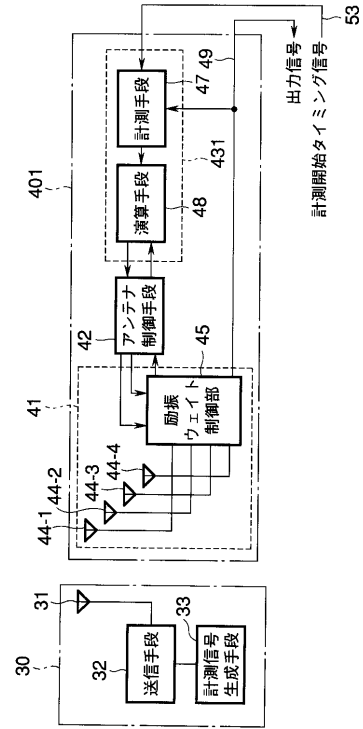
【図 2】



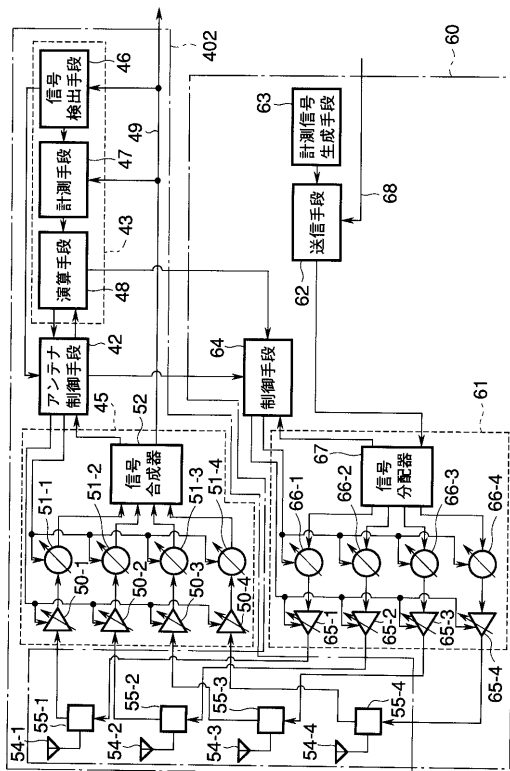
【図 9】



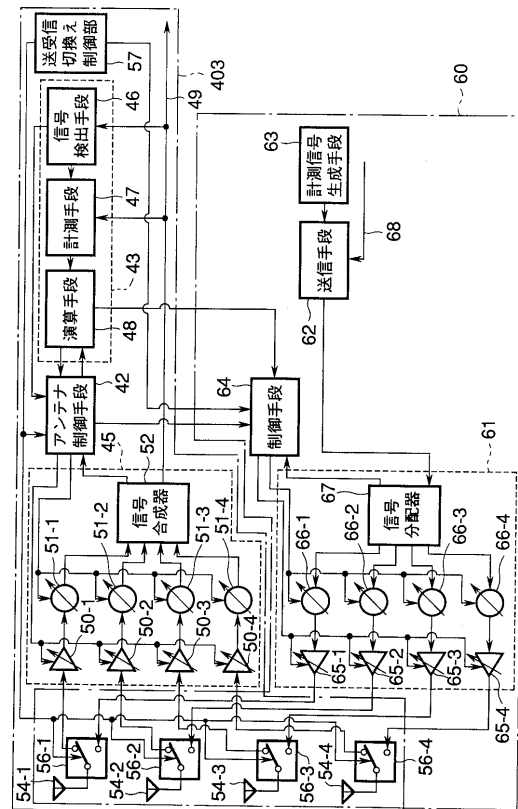
【図 10】



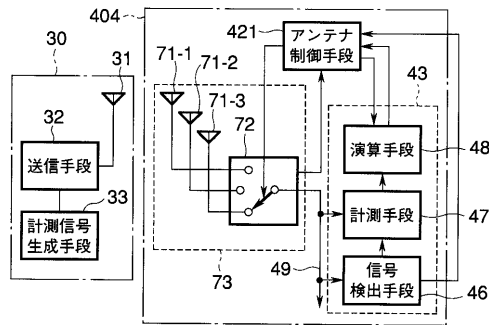
【図 11】



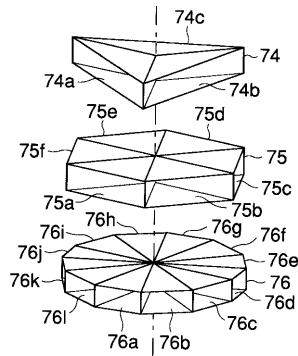
【図 12】



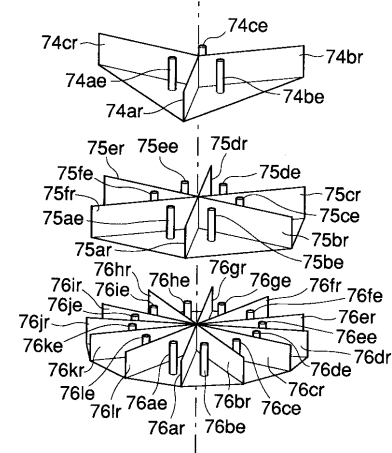
【図 13】



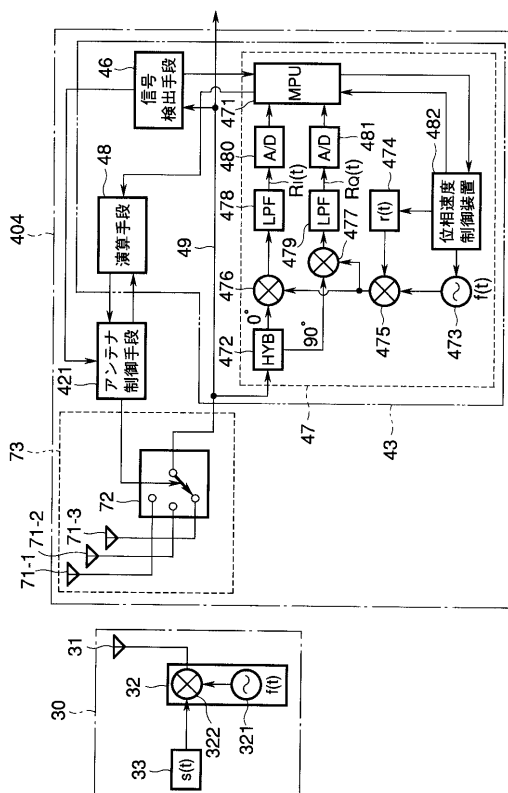
【図 14】



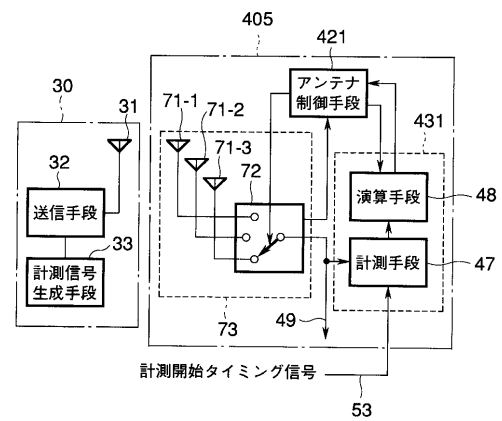
【図 15】



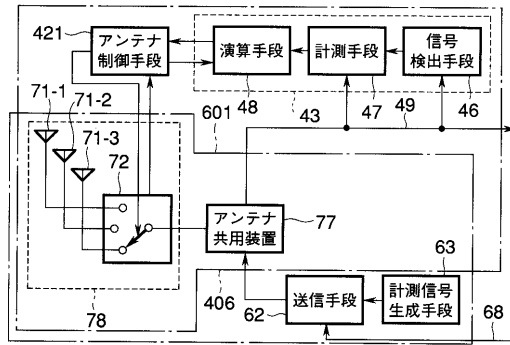
【図 16】



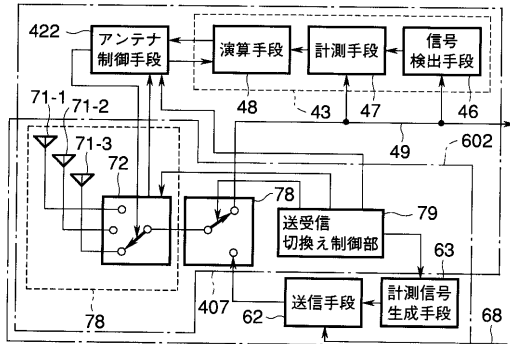
【図 17】



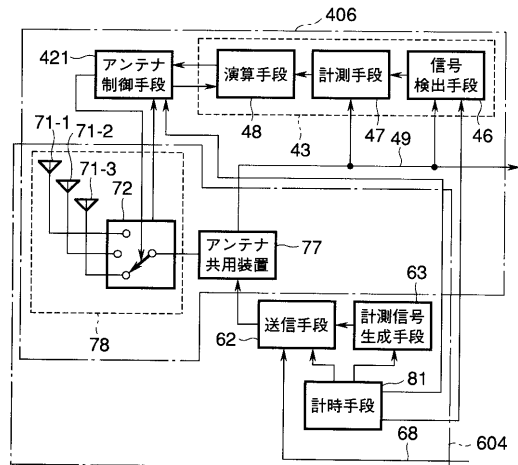
【図 18】



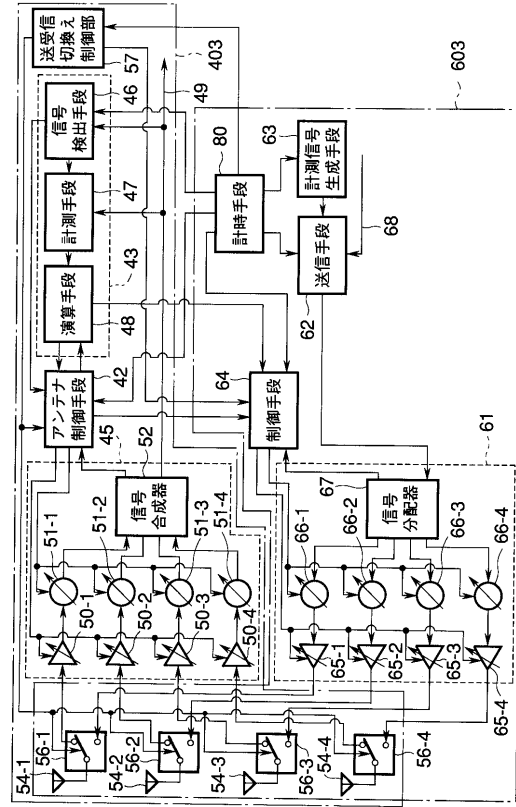
【図 19】



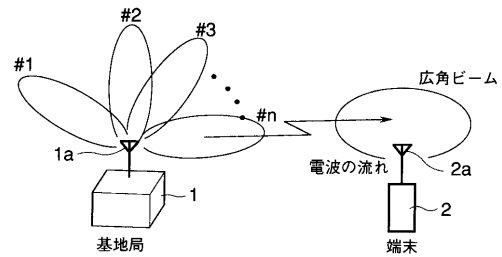
【図 21】



【図 20】



【図 22】



フロントページの続き

(72)発明者 牧野 将明
静岡県三島市南町 6 番 7 8 号 株式会社テック技術研究所内

審査官 宮崎 賢司

(56)参考文献 特開平 1 0 - 2 5 6 8 2 1 (J P , A)
特開平 0 8 - 0 8 4 0 1 5 (J P , A)
特開平 0 9 - 0 5 5 6 9 1 (J P , A)
特開平 0 8 - 0 1 9 0 3 5 (J P , A)
特開平 1 0 - 2 3 3 6 1 6 (J P , A)
園田秀二, 竹内勉, 池上文夫, 吉田進, 室内伝搬遅延時間測定装置の試作, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, (社) 電子情報通信学会, 1 9 8 7 年 7 月 8 日, Vol.87, No.91, A・P
8 7 - 2 6 , 第 5 3 - 5 9 頁

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H01Q 3/26

H01Q 3/24