

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-252844
(P2005-252844A)

(43) 公開日 平成17年9月15日(2005.9.15)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
HO4B 7/10	HO4B 7/10	5J021
HO1Q 3/26	HO1Q 3/26	5K059
HO4B 7/08	HO1Q 3/26	
	HO4B 7/08	

審査請求 未請求 請求項の数 21 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2004-62690 (P2004-62690)
(22) 出願日 平成16年3月5日(2004.3.5)

(71) 出願人 000005049
シャープ株式会社
大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
(71) 出願人 591065033
新井 宏之
神奈川県横浜市旭区今宿東町615番地1
(74) 代理人 100091096
弁理士 平木 祐輔
(72) 発明者 佐藤 文代
大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
シャープ株式会社内
(72) 発明者 新井 宏之
神奈川県横浜市旭区今宿東町615番地1

最終頁に続く

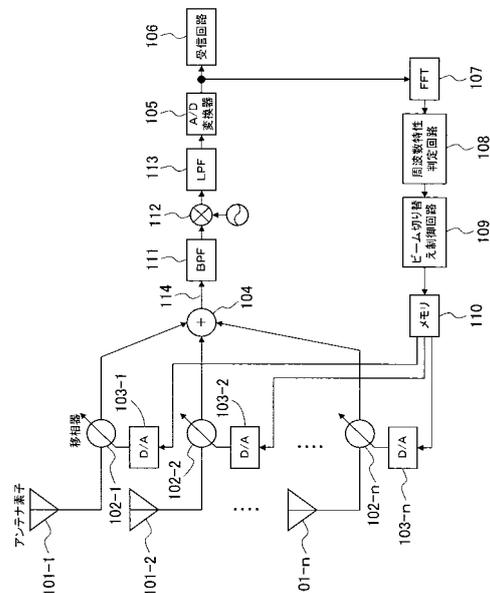
(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】無線通信の受信機に用いられるアダプティブアンテナ装置の回路の小型化を図る。

【解決手段】n本のアンテナ素子101-1~101-nと、該アンテナ素子に接続される移相器102-1~102-nと、該移相器により位相が調整された受信信号を合成する合波器104と、合波された信号をデジタル信号に変換するA/D変換器105と、デジタル信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するフーリエ変換手段107を備え、フーリエ変換により得られる周波数特性に基づいて前記移相器を制御する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線信号を受信する複数のアンテナ素子と、
複数の前記アンテナ素子のそれぞれにおける受信信号の搬送波の位相をアンテナ素子毎に調整する移相器と、
該移相器により位相が調整された前記受信信号を合成する合波器と、
該合波器により合成された合成信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、
前記デジタル信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するフーリエ変換手段と、
該フーリエ変換手段により得られた周波数特性に基づいて前記移相器を制御する制御手段と
を有する受信装置。

10

【請求項 2】

前記移相器が、前記複数のアンテナ素子のうちの少なくとも 1 つのアンテナ素子に対して設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

前記移相器が、前記複数のアンテナ素子のうちの全てのアンテナ素子に対してそれぞれ設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 4】

前記制御手段は、前記移相器に位相の調整量(アンテナウェイト)を出力制御する際に、あるビーム形状を与えた場合における(前記アンテナ素子間の結合と前記アンテナ素子と該アンテナ素子の周囲との結合との影響との)前記アンテナ素子の配置状態による電磁結合の影響を判定し、該判定に基づいて前記影響が少なくなる方向になるように所望のビーム形状を形成することを特徴とする請求項 1 から 3 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

20

【請求項 5】

前記移相器に出力する制御は、前記アンテナ素子の配置状態の影響を、少なくともアンテナウェイトを前記アンテナ素子数分変更させ、さらに前記アンテナ素子数分の回数だけ搬送波信号を入射する方向を変更させた際の、それぞれの前記合波器の出力に基づいて求め、これを Y 行列とし、該 Y 行列の逆行列と理想的な状態におけるアンテナウェイトとを乗算した結果に基づいて移相器の制御として与えることを特徴とする請求項 4 に記載の受信装置。

30

【請求項 6】

前記移相器に出力する制御は、位相のみの調整を行う際には、前記 Y の逆行列と理想的な状態でのアンテナウェイトとを乗じた結果に対し、制御不可能な振幅成分が存在することによるビーム形状のずれを最小にする位相摂動を与えて繰り返し計算をすることにより、前記ずれを補正することができるアンテナウェイトを求め、その結果を用いた移相器の制御を与えることを特徴とする請求項 1 から 5 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

【請求項 7】

無線信号を受信する複数のアンテナ素子と、
複数の前記アンテナ素子のそれぞれにおける受信信号の搬送波の位相をアンテナ素子毎に調整する移相器と、
該移相器により位相調整された前記受信信号を合成する合波器と、
該合波器により合成された合成信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、
該アナログ/デジタル変換器の出力に基づいて、受信信号の信号処理を行う受信回路と、
を備える受信装置であって、
前記アナログ/デジタル変換器の出力として得られるデジタル信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するフーリエ変換手段と、

40

50

該フーリエ変換手段により得られた周波数スペクトルにおける前記信号電力の平坦度を求め、該平坦度に関する判定を行う周波数特性判定手段と、

前記平坦度の判定結果に基づいて前記移相器による調整に関する制御を行う制御手段とを有する受信装置。

【請求項 8】

前記制御手段は、前記判定結果に基づいて、前記合波器により合成された信号として定義されるアレー出力信号の指向性を表す受信ビーム形状を切り替えるビーム切り替え制御手段を有していることを特徴とする請求項 7 に記載の受信装置。

【請求項 9】

複数の前記所望のビーム形状を生成するために必要な移相量に関するデータを格納するメモリを有しており、前記スペクトル平坦度の判定結果に基づいて、前記メモリから読み出す前記移相器への制御データを変更することを特徴とする請求項 7 又は 8 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

10

【請求項 10】

前記ビーム切り替え制御回路と前記周波数特性を判定する手段において、受信特性を判定するためのスペクトル平坦度の閾値と、受信電力の閾値とが予め用意されており、

受信回路により測定された受信電力と該受信電力との閾値を比較し、該閾値よりも前記受信電力が大きな場合に、さらに前記周波数判定回路において求めたスペクトル平坦度と該スペクトル平坦度の閾値とを比較し、該平坦度が前記スペクトル平坦度の閾値よりも大きな場合に受信品質が良いと判断する機能を有することを特徴とする請求項 7 から 9 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

20

【請求項 11】

前記受信品質の判定基準を用いて、受信品質の良いビーム形状を探索し設定する機能を有することを特徴とする請求項 7 から 10 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

【請求項 12】

前記メモリは、ビーム形状の幅（半値角）とビームの方向とが異なる複数のビーム形状を格納しており、ビーム幅が同じでビームの方向の異なる少なくとも一つビーム形状に対して同じランクをつけ、そのランクは該ビーム形状の幅の広い順にランクの優先順位を高くし、ランクの優先順位の高いものから順に、受信品質の良いビーム形状を探索する機能を有することを特徴とする請求項 7 から 11 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

30

【請求項 13】

前記ビーム形状を探索する際に、探索する次ランクのビーム形状において、ビームの方向の異なるビーム形状が複数ある場合に、現ランクで探索した結果において最も受信品質が良いビームと判定されたビーム形状に類似するビームの方向を有するビーム形状を、優先的に次に探索するビーム形状候補として選択することを特徴とする請求項 12 に記載の受信装置。

【請求項 14】

前記スペクトル平坦度は、予め閾値 B を用意し、フーリエ変換手段の出力結果である周波数成分の信号に対し、各周波数成分の信号の平均電力 A と各周波数成分の信号電力 Y_i の差の絶対値 $|Y_i - A|$ が閾値 B よりも小さくなる周波数成分の数を数えた結果とすることを特徴とする請求項 7 から 13 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

40

【請求項 15】

前記スペクトル平坦度は、予め複数の閾値 $B_1 \sim B_p$ と複数の重み係数 $C_1 \sim C_p$ を用意し、フーリエ変換手段の出力結果である周波数成分の信号に対し、各周波数成分の信号の平均電力 A と各周波数成分の信号電力 Y_i との差の絶対値 $|Y_i - A|$ を求め、 $|Y_i - A| < B_1$ を満たす周波数成分の数を数え Z_1 とし、 $B_1 < |Y_i - A| < B_2$ を満たす周波数成分の数を数えてこれを Z_2 とし、以下、同様の処理に続けることにより、 $B_{p-1} < |Y_i - A| < B_p$ を満たす周波数成分の数を数えこれを Z_p としたときに、 $C_1 Z_1 + C_2 Z_2 + \dots + C_p Z_p$ の結果をスペクトル平坦度とすることを特徴とする請

50

求項 14 に記載の受信装置。

【請求項 16】

通信方式が直交周波数分割多重方式であり、

前記フーリエ変換手段を受信用のフーリエ変換器としても用いることを特徴とする請求項 1 から 15 までのいずれか 1 項に記載の受信装置。

【請求項 17】

請求項 16 に記載の受信装置において、通信方式がパイロットを伝送するサブキャリアとデータを伝送するキャリアが専用になっている場合に、前記スペクトル平坦度は、パイロット伝送用サブキャリアとデータ伝送用サブキャリアとでは重み係数を変えて計算することを特徴とする受信装置。

10

【請求項 18】

パイロットキャリアが等間隔に配置されている場合に、前記周波数特性判定回路においてスペクトルの平坦度を求める際に、パイロットキャリアのみを用いることを特徴とする請求項 15 又は 16 に記載の受信装置。

【請求項 19】

複数のアンテナ素子と、

該複数アンテナ素子のブランチ毎に、アンテナ素子で受信した信号の搬送波の位相を調整する位相調整回路と、

前記各ブランチの位相調整された受信信号を合成する合成回路と、

該合成回路の出力信号を処理する受信回路と、を有する受信装置であって、

20

前記合成回路により合成された受信信号の周波数特性を検出する周波数特性検出回路と

、
検出された前記周波数特性に基づいてビーム形成用の位相調整データを変更する制御を行う制御回路と、

前記アンテナ素子毎の位相調整データを記憶するメモリと、

前記位相調整データをアナログ信号電圧に変換して前記位相調整回路に与える制御電圧として出力するデジタル - アナログ回路と

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 20】

請求項 1 から 19 までのいずれか 1 項に記載の受信装置を備えた移動端末装置。

30

【請求項 21】

請求項 1 から 20 までのいずれか 1 項に記載の機器の機能を、コンピュータに実行させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信を行う受信装置に関し、より詳細には、複数のアンテナを有する受信装置におけるビーム形成方位の調整技術に関する。

【背景技術】

【0002】

40

近年、無線通信が盛んになってきており、例えば、無線 LAN 通信などにおいては、超高速のデータ通信技術、例えば、伝送帯域としては、数 10 MHz から数 100 MHz というような広帯域の無線伝送が必要となっている。広帯域無線通信を行う場合は、マルチパスによる周波数選択性歪が発生しやすいため、通信性能が劣化することが知られている。マルチパス歪による性能劣化を防ぐために、複数のアンテナを用いて信号の到来方位角を選択して受信することを可能とする技術、及び、複数のアンテナの受信信号を最適化した重み付けにより合成するアンテナ装置が開発されている。ここで一般的に、複数のアンテナ素子を用いたアンテナ装置をアレーアンテナと称する。

【0003】

アレーアンテナによって到来方位角を制御するためには、複数のアンテナ素子に対する

50

各々の受信信号の位相及び振幅の両方又はいずれか一方を調整し合成すればよい。その結果として、受信信号の方位（方向）を制御することが可能となる。このような受信信号の方位を制御する技術は、一般的にビーム形成技術と呼ばれている。ビーム形成技術は、複数のアンテナ素子で受信した信号をアナログ信号の状態位相や振幅の調整を行い、アナログ合成するアナログビーム形成技術と、複数のアンテナ素子の受信信号をそれぞれデジタル化し、デジタル信号処理を用いて位相と振幅を調整し合成するデジタルビーム形成技術とに分けて考えることができる。

【0004】

アナログビーム形成技術の一例として、フェイズドアレーアンテナを用いる技術が知られている。このフェイズドアレーアンテナは、アンテナ素子で受信した信号の位相を調整し、ビームを形成することを特徴とするアンテナ装置である。

10

【0005】

また、デジタルビーム形成技術の一例として、アダプティブアレーアンテナが知られている。アダプティブアレーアンテナは、一般的に、図9に示す構成を有している。図9は、アンテナ素子数が n 本のときの例を示している。ここで、アンテナ素子毎の受信回路をブランチと称する。各アンテナ素子 $201-1 \sim 201-n$ で受信された信号は、それぞれのブランチ毎に、BPF（バンドパスフィルタ） $207-1 \sim n$ まで、ミキサ $208-1 \sim n$ まで、LPF（ローパスフィルタ） $209-1 \sim n$ までを介して、希望の帯域の信号が選択され、ベースバンド信号に変換される。

【0006】

ベースバンド信号は、それぞれのブランチ毎に、A/D変換器 $205-1 \sim n$ によってサンプリングされ、デジタル信号に変換される。デジタル化された受信信号については、位相、振幅調整部 $202-1 \sim n$ までによって位相と振幅とが調整される。位相と振幅との調整量は、信号処理部 203 からの出力により与えられる。位相と振幅とが変更されたそれぞれのブランチの信号は、合波器 204 により合成され、受信回路 206 によって復調される。信号処理部 203 では、各ブランチの受信信号の位相と振幅との情報、合成後のアレー出力信号 210 、また復調回路からの情報などに基づいて、位相と振幅との調整量の最適値を求める制御アルゴリズムとして、RLS（Recursive Least-Squares）やMMSE（Minimum Mean Square Error）を用いる（例えば、非特許文献1参照）。

20

【非特許文献1】「OFDMにおけるガード区間を利用したMMSEアダプティブアレー」,堀、菊間、稲垣、電子情報通信学会論文誌B, Vol. J85-B, No. 9, pp. 1608-1615, 2002年9月。

30

【発明の開示】**【発明が解決しようとする課題】****【0007】**

しかしながら、上述のフェイズドアレーアンテナは、位相のみを調整するため、所望のビーム形成を詳細に制御するためには非常に多くのアンテナ素子を必要とする。従って、装置が大規模となり、基地局システムのセクタ化などに適している。これに対して、アンテナ素子数を減らし小型化を図り、あるいはビーム形状を細かく制御するためには、アンテナ素子の間隔を狭くして、アンテナ素子を配置する必要がある。このような場合には、アンテナ素子間に相互結合が発生してしまうという問題がある。また、アンテナ素子は筐体との結合も生じるため、理論的、理想的な場合とは異なった結合が生じる。これらの結合によるビーム形状の歪は、アナログ信号において合成を行うアナログビーム形成方式では、各アンテナ素子での受信信号の振幅と位相との情報が得られないため、校正を行うことが困難である。

40

【0008】

さらに、上記アダプティブアレーアンテナによると、位相と振幅の調整量の最適値を求めるMMSEやRLSの演算が非常に複雑であり、大規模なデジタル回路、または、デジタル信号処理回路DSP（Digital Signal Processor）を必要とするため、装置の小型化が困難である。また、各アンテナの信号をベースバンド信号にするため、図9に示すBP

50

F (バンドパスフィルタ)、ミキサ、LPF (ローパスフィルタ)のみではなく、パワーアンプ等も含めRF回路がアンテナ数だけ必要になり、回路規模が増大するという問題もある。

【0009】

このように、アナログビーム形成技術及びデジタルビーム形成技術によりマルチパス歪の劣化を防ぐ無線通信装置が開発はされているものの、アンテナ素子数が多い点、アンテナ素子間と筐体との相互結合の影響が大きい点、RF回路の規模が増大しやすい点、および、ビーム形成用の最適化制御回路が複雑であること点などが受信装置の小型化を図る上での問題となっている。そのため、装置の小型化が必須要件となる移動端末用の無線装置としては上述の技術は適していない。

10

【0010】

本発明は、マルチパス歪などに起因する通信品質の劣化を防ぐことができる移動端末に適した受信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】

【0011】

上記目的を達成するために、本発明の受信装置は、複数のアンテナ素子と、複数アンテナのブランチ毎にアンテナ素子で受信した信号の搬送波の位相を調整する回路と、各ブランチの位相調整された受信信号を合成する回路と、合成された受信信号の周波数特性を検出する回路と、検出された周波数特性を判定してビーム形成用の位相データを変更制御する制御回路と、位相調整用のデータを蓄えるメモリと、また位相調整データをアナログ電圧に変換して位相調整回路に制御電圧を与えるD/A回路とを備える。

20

【0012】

本発明による受信装置は、複数のアンテナの受信信号をアナログ信号で合成し、スペクトル平坦度を用いて周波数特性の判定を行い、簡易でかつ回路規模の小さい制御回路によりビーム形成を行うことが可能となり、マルチパス歪を防ぐことができる。また、アンテナの小型化の際に問題となる相互結合や筐体との結合、素子の配置状態を測定結果から推定した補正係数をビーム形成に使用することにより、装置全体の歪を考慮したビーム形成が可能となる。

【0013】

本発明のビーム形成法を用いれば筐体との結合や移相器等の配置状態まで含めた結合行列を使用することにより、結合等による歪を除去したビーム形成が可能となる。また受信装置の個体差も補正することが可能となる。また、上記方法によれば、非対称なアンテナ配置やアンテナ数が少ない場合でも、簡易な位相調整のみで容易にヌル形成やビーム形成が可能となる。

30

【0014】

さらに、本発明によれば、通信方式がOFDM (直交周波数分割多重)方式のとき、受信用のFFTと周波数判定用のFFTとを共用することで、受信装置の回路規模を削減することが可能である。

【0015】

また、1)スペクトル平坦度を用いたビーム制御を行うこと、2)スペクトル平坦度を、閾値を一つ使った方法で求め、ビーム制御に使うこと。3)スペクトル平坦度を、複数の閾値を用いた方法で求めビーム制御に使うこと。4)スペクトル平坦度は、通信方式がOFDM通信方式で、データ用とパイロット用のサブキャリアが分かれている場合に、データとパイロットの重み係数を変えて求め、ビーム制御に使うこと。5)スペクトル平坦度は、通信方式がOFDM方式で、さらに複数のパイロットサブキャリアが周波数で等間隔に配置されている場合に、複数のパイロットサブキャリアだけを用いてスペクトル平坦度を求め、ビーム制御に使うことを特徴とする。

40

【0016】

周波数特性判定回路は、周波数成分に対する信号電力を求め、平均電力と閾値とを用いて比較演算することによってスペクトル平坦度を求めること機能を持ち、非常に簡易な回

50

路で実現可能である。さらに、スペクトル平坦度を求める際に、複数の閾値と複数の重み係数を設けることにより、より正確なスペクトル平坦度を求めることができ、マルチパス歪への耐性をより高めることが可能である。また、通信方式がOFDM方式でデータ伝送用サブキャリアとパイロット用のサブキャリアが分かれている場合、スペクトル平坦度を判定する際に、データ用サブキャリアとパイロット用サブキャリアの重み係数を変えて、パイロットの重みを大きくしてスペクトル平坦度を求めることにより、さらに通信品質を向上できる。また、通信方式がOFDM方式でパイロット用サブキャリアが等間隔に配置されている場合、周波数特性判定回路でのスペクトル平坦度を求める際に、パイロットキャリアのみを用いることによって演算回数(比較回路の段数)が削減できるため、回路規模が小さくできる。

10

【0017】

また本発明のメモリの中に、指向性の方位及び形状の異なる受信ビーム形状のデータを複数蓄え、形状ごとにランク付けを行い、優先順位を用いたビーム切り替え手段を用いることにより、より適切なビーム形成を高速に選択切り替え可能であるため、フェージングのような動的な変化にも対応可能である。

【0018】

以上のように、本発明の一観点によれば、無線信号を受信する複数のアンテナ素子と、複数の前記アンテナ素子のそれぞれにおける受信信号の搬送波の位相をアンテナ素子毎に調整する移相器と、該移相器により位相が調整された前記受信信号を合成する合波器と、該合波器により合成された合成信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、前記デジタル信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するフーリエ変換手段と、該フーリエ変換手段により得られた周波数特性に基づいて前記移相器を制御する制御手段とを有する受信装置が提供される。前記移相器が、前記複数のアンテナ素子のうちの少なくとも1つのアンテナ素子に対して設けられていても良く、前記複数のアンテナ素子のうちの全てのアンテナ素子に対してそれぞれ設けられていても良い。

20

【0019】

前記制御手段は、前記移相器に位相の調整量(アンテナウェイト)を出力制御する際に、あるビーム形状を与えた場合における(前記アンテナ素子間の結合と前記アンテナ素子と該アンテナ素子の周囲との結合との影響との)前記アンテナ素子の配置状態による電磁結合の影響を判定し、該判定に基づいて前記影響が少なくなる方向になるように所望のビーム形状を形成することを特徴とする。

30

【0020】

本発明の他の観点によれば、無線信号を受信する複数のアンテナ素子と、複数の前記アンテナ素子のそれぞれにおける受信信号の搬送波の位相をアンテナ素子毎に調整する移相器と、該移相器により位相調整された前記受信信号を合成する合波器と、該合波器により合成された合成信号をデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、該アナログ/デジタル変換器の出力に基づいて、受信信号の信号処理を行う受信回路と、を備える受信装置であって、前記アナログ/デジタル変換器の出力として得られるデジタル信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するフーリエ変換手段と、該フーリエ変換手段により得られた周波数スペクトルにおける前記信号電力の平坦度を求め、該平坦度に関する判定を行う周波数特性判定手段と、前記平坦度の判定結果に基づいて前記移相器による調整に関する制御を行う制御手段とを有する受信装置が提供される。上記機器の機能を、コンピュータに実行させるためのプログラムを提供することもできる。

40

【発明の効果】**【0021】**

本発明によれば、マルチパス歪による通信品質の劣化を防ぐことが可能であって、移動体通信に適する簡易なアンテナ制御と小型化が可能な受信装置が提供できる。

【発明を実施するための最良の形態】**【0022】**

本明細書において、受信ビーム形状(又はビーム形状)とは、アレーアンテナの指向性

50

パターン、即ちアレーアンテナの各方位に対する受信電界強度を意味する。

【0023】

以下、本発明の一実施の形態による無線通信の受信装置について、図面を参照しつつ説明を行う。まず、受信装置の構成について説明する。図1は、本実施の形態による受信装置の全体構成例を示す図であり、合わせて受信装置における制御の流れについて説明するための図である。

【0024】

図1に示すように、本実施の形態による受信装置は、アンテナ素子数（ブランチ数）がn本の場合であり、n本のアンテナ素子101-1~nと、それぞれのアンテナ素子101-1~nに接続される移相器102-1~nと、移相器102-1~nまでの制御端子にそれぞれ接続されるD/A変換器103-1~nと、移相器102-1~nまでの出力端子がまとめられる合波器104と、合波器104に接続されるBPF111と、ミキサ112と、LPF113と、A/D変換器105と、受信回路106とを有している。A/D変換器105の出力は、FFT107にも入力され、周波数特性判定回路108、ビーム切り換え制御回路109、メモリ110を介して、メモリ110からの異なる出力が、上記D/A変換器103-1~nまでの各々に入力される。

10

【0025】

上記受信装置において、アンテナ素子101-1~nまでのそれぞれにより受信された信号は、D/A変換器103-1~nまでの制御電圧を、移相器102-1~nまでに与えることにより、ブランチ毎に位相が調整され、合波器104によって合成され、アレー出力信号114となる。尚、メモリ110には、各ブランチの位相差に対応するデータセット、すなわち各ブランチの位相調整量（移相量）データが格納されている。アレー出力信号114は、BPF111とミキサ112とLPF113を介してRF帯域からベースバンド帯域に変換され、A/D変換器105によってデジタル信号に変換される。デジタル化された受信信号は、FFT（高速フーリエ変換）回路107において時間領域の信号から周波数領域の信号に変換され、周波数成分毎の信号成分に分割される。周波数特性判定回路108はFFT回路107の周波数成分信号から、スペクトル平坦度（スペクトル平坦度の定義、求め方に関しては実施例において後述する）を判定する。

20

【0026】

ビーム切り換え制御回路109は、周波数特性判定回路108において判定されたスペクトル平坦度に基づいて、受信ビーム形状を現在の受信ビーム形状から変更するか否かを判断し、現在の受信ビーム形状から変更する場合には、メモリ110に格納された変更したいビーム形状の移相量データをD/A変換器103-1~nに出力する。

30

【0027】

図1に示す受信装置の構成により、RF回路の規模を図9に示す一般的な受信装置におけるRF回路よりも小さくすることができ、簡易な回路構成によるビーム形成制御により、マルチパス歪を防ぐことができる。

【0028】

尚、通信方式がOFDM通信方式である場合には、受信回路にFFTが内蔵されているため、図1に示すFFT回路107をOFDM受信回路のFFTと共用することができ、追加する回路数を削減することができ、簡易な構成によりビーム制御が可能となる。

40

【0029】

次に各機能ブロックの詳細な例について図1も参照しつつ説明を行う。まず、メモリに格納されるデータについて説明する。図2では、説明を簡単にするために、ブランチ数が4の場合を例にして説明を行う。メモリ110には、複数の異なるビーム形状を形成するのに必要な位相調整量が格納されている。すなわち、移相器102-1~4までの各々に対して位相を制御するための制御信号（制御電圧）をD/A回路103-1~4までに付与する。さらに、制御するブランチ#1の移相量からブランチ#4の移相量までを、それぞれのD/A回路103-1~4に与える。例えば、位相制御量を30°とし、そのために移相器に出力するD/A変換器からの制御電圧を5Vとすれば、D/A変換器から5Vの

50

出力電圧を出させるためのデータが、ビーム形状とブランチの移相量とのマトリックスの対応するメモリ位置に格納されている。この値は、例えば装置を製造する過程において決められ、調整が必要な場合には適宜調整可能なように、例えばE P R O Mなどに格納されている。尚、メモリへの格納値を適宜変更できるようにして、後から修正できるように構成しても良い。

【0030】

ビーム切り替え制御回路108をスキャンさせることにより、各ブランチに供給されるデータを変更することができる。スキャンの手順については、図7を参照して後述する。

【0031】

ビーム形状の例について図3を参照して説明する。図3(A)~(E)は、図2に示す5つの異なるビーム形状(ビーム形状#1~#5まで)の例を示す図である。図2に示すように、ビーム形状#1を形成するためには、ブランチ#1の移相量データdata1-1と、ブランチ#2の移相量データdata1-2と、ブランチ#3の移相量データdata1-3と、ブランチ#4の移相量データdata1-4と、が必要である。すなわちアンテナ素子数(ブランチ数)をnとすると、i個のビーム形状を形成する場合には、メモリにはn(列)×i(行)個のデータを格納する必要がある。また、メモリ110内には、例えば、搬送波の位相を90度遅らせたい場合は、90度を移相器102-1~4により遅らせるのに必要な制御電圧を、D/A変換器103-1~4において出力させるのに必要な値に変換されたデータが格納される。メモリ110は、ビーム切り替え制御回路109からのそれぞれのブランチ#1~4までの選択を行うビーム選択信号により選択されたビーム形状#1~#4までのいずれかであって、かつ、各ブランチに対応するデータを、D/A変換器103-1~4に対してそれぞれ出力する。D/A変換器103-1~4までは、そのデータを制御電圧に変換し移相器102-1~4に与える。

10

20

【0032】

次に、ビーム形成用の位相調整量の生成方法について説明する。所望のビーム形状に対応する、各アンテナ素子の受信信号に与える位相調整量(移相量)は、アンテナ素子数と、アンテナ素子の配置と、各アンテナ素子の持つビーム形状(アンテナ素子の単体指向性)と、に基づいて理論的な値として求めることができる。次に、アンテナアレーの小型化等に伴うアンテナ素子間の相互結合、筐体の影響、及び素子の不均一性等、実際のアンテナの状態を考慮した移相量の決定技術について説明する。アレーアンテナのビーム形状は、アンテナ素子間の相互結合、素子の配置状態、素子の不均一性、筐体の影響などから、ある移相量を与えても理想的な状態と異なるビーム形状をもつことになる。そこでまず、実際のアンテナのビーム形状と理想的な状態とのずれを示す係数をYと定義し、アンテナ素子数がnの場合、Yを式(1)のn×n行列と定義する。

30

【0033】

【数1】

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

40

本発明は、アレーアンテナの理想的な状態と実際のビーム形状のずれを、係数Yとして求め、このYを補正するように位相調整量を決定し、より理想的なビーム形状を得ることが可能となる。ここでn素子のアレーアンテナのウェイトベクトル、すなわち、各アンテナ素子の位相調整量 W_m を

【0034】

【数 2】

$$W_m = [w_{m1} \cdots w_{mi} \cdots w_{mn}]^T$$

とおく。このとき W_m の要素 w_{mi} は i 番目のアンテナ素子のウェイト（位相調整量）である。また、方向ベクトル V_k を

【0035】

【数 3】

$$V_k = [v_{k1} \cdots v_{ki} \cdots v_{kn}]^T$$

10

とおく。ここで、 V_k は角度 θ_k の方向から信号が入射したときの素子間結合等のない理想的な状態での各アンテナ素子の受信信号であり、 V_k の要素 v_{ki} は θ_k の方向から信号が入射したときの i 番目のアンテナ素子における理想的な受信信号である。

【0036】

以上より、アンテナウェイト W_m を与えたときの角度 θ_k の方向から 1 波が到来するときのアレー信号出力（図 1 の 1.1.4） out_{mk} は、

【0037】

【数 4】

$$out_{mk} = W_m^T Y V_k$$

20

と表すことができる。ここで、

【0038】

【数 5】

$$[]^T$$

は、行列又はベクトルの転置を意味する。

【0039】

30

次に上記の関係式を用いて Y を求め、更には希望するビーム形状を生成するためのアンテナウェイトを求めるための手順を説明する。

【0040】

図 5 は、相互結合等を補正しビーム形成を行うために必要なアンテナウェイト W' を求める手順を示すフローチャート図である。補正されたアンテナウェイト W' は、アンテナ素子の振幅と移相の調整量を意味する。本実施の形態によるアンテナの構成では、アンテナウェイトは移相調整のみであり、ウェイトを変更する場合は、移相量のみを変更する（ n はアンテナ素子数）。

【0041】

図 5 に示すように、まずステップ S 1 において処理を開始する。ステップ S 2 において、 $out_{mk} = W_m^T Y V_k$ の式において、アンテナウェイト W_m をアンテナ素子数 n 回分変化させ、すなわち、ウェイト $W_1, \dots, W_m, \dots, W_n$ を適宜与え、それぞれのウェイトに対してアレーアンテナに信号を入射する方向を n 回分変更し、アレー出力信号 out_{mk} ($m=1, \dots, n$, $k=1, \dots, n$) を測定する。つまり、 n 個の W_m ($m=1, \dots, n$) について、信号を入射する方向を n 回変更し、即ち n 個の V_k ($k=1, \dots, n$) を与え、 n^2 個 out_{mk} ($m=1, \dots, n$, $k=1, \dots, n$) を測定する。この測定結果は、

40

【0042】

【数 6】

$$out = W^T Y V \quad (2)$$

と表すことができる。ここで、W、V、outはそれぞれ、

【0 0 4 3】

【数 7】

$$out = \begin{bmatrix} out_{11} & \cdots & out_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ out_{n1} & \cdots & out_{nn} \end{bmatrix}, W = [W_1 \cdots W_m \cdots W_n], V = [V_1 \cdots V_i \cdots V_n]$$

10

である。(2)式から、

【0 0 4 4】

【数 8】

$$Y = (W^T)^{-1} out V^{-1}$$

20

となり、W、V、outは実際に設定した値、あるいは測定した値であるため、Yが決定する。尚、ステップS2におけるウェイト W_m をn個変化させ、アレーアンテナにn個の方向から信号を入射し n^2 個のアレー出力信号を測定し、Yを決定したが、この場合、最低 n^2 個必要であることを意味し、求めるYの精度を高めるために、 W_m の個数、信号の入射方向を変更する回数を増やし、最小二乗法等を用いてY($n \times n$ 行列)を求めるのが好ましい。以上より、Yを求めることができる(ステップS3)。

【0 0 4 5】

次に、ステップS4において、ステップS3で求めたYを用いてアンテナのウェイトを決定する。Yは、筐体やアンテナ間の相互結合、移相器、合成器等の設置状態による歪係数、即ち理想状態からのずれを示す係数である。従って、ずれを除去したアレー出力信号 out' を得るためには、ずれを許容する新たなアンテナウェイト W' として求めればよい。従って、

30

【0 0 4 6】

【数 9】

$$\begin{aligned} out' &= (W^T Y^{-1}) Y V \\ &= W'^T Y V \\ W' &= (W^T Y^{-1})^T \end{aligned}$$

40

となる。ただし Y^{-1} はYの逆行列である。

【0 0 4 7】

歪補正したアンテナウェイト W' は、振幅項と位相項を持っているため、位相調整のみのアレーアンテナでは、位相項だけを与える。これにより、希望したビーム形状との差が大きい場合、 W' を少し変化させ、希望のビーム形状に近くなるように補正すればよい。(以上、ステップS4)。

【0 0 4 8】

次に、上記ステップS4における処理内容について、特に移相量のみを調整するアレーアンテナにおいて、ある方位にヌル(受信電界強度が'0'もしくは'0'に近い値をとる点)をもつビーム形状を形成するのに必要な位相調整量(ウェイト)を求める方法を、

50

実施形態の例として、図6を参照しつつより詳細に説明する。尚、図6に示す処理においては、ある方位 k の方向にヌルをもつビーム形状を得る場合について説明する。

【0049】

まず、ステップS11において処理を開始し、ステップS12において、ウェイト W_i の初期値 W_1 を与える。 $i = 1$ (i は極値問題の計算する回数を表すカウンタである) として、初期値 W_1 を与える。ここで、初期値 W_1 は任意の値である。但し、初期値を適切に選択することで、より収束が早くなる。例えば、 k の方向にヌルをもつビーム形状を得たい場合に、初期のウェイト W_1 と、ある位相摂動 ϕ を与えるとする(ステップS13)。ある位相摂動 ϕ を

【0050】

【数10】

$$\Phi = [\exp(j\phi_1) \cdots \exp(j\phi_i) \cdots \exp(j\phi_n)]$$

すると、アレー出力信号 out'_{1k} は以下の式になる。

【0051】

【数11】

$$out'_{1k} = (W_1 \otimes \Phi)^T YV_k$$

白抜きの \otimes 印は行列の要素毎の積を表す。ここで、 k の方向にヌルをもつためには前式は

【0052】

【数12】

$$out'_{1k} = (W_1 \otimes \Phi)^T YV_k = 0 \quad (3)$$

となる。ここで、(3)式のヌル条件を拘束条件として、位相摂動量の自乗和を最小とする拘束条件付極値問題と考えれば、次式のように表せる。

【0053】

【数13】

$$\min_{\phi} \left[\sum_{i=1}^n \phi_i^2 \right] \quad (4)$$

【0054】

【数14】

$$out_n = 0, (out_n)^* = 0$$

ここで、 ϕ_i が十分小さいとして

【0055】

【数15】

$$\exp(j\phi_i) \doteq 1 + j\phi_i$$

と近似し、ラグランジュの未定係数法を用いて(4)式を解き、結果は(5)式となる(ステップS14)。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 6 】

【 数 1 6 】

$$\begin{aligned}\varphi &= [\phi_1 \cdots \phi_i \cdots \phi_n] \\ &= j[P \ P^*]\Lambda \\ P_k &\equiv YV_k \otimes W_1 \quad (k = 1, 2, \dots, K) \\ P &= [P_1 \ P_2 \ \cdots \ P_k] \\ R &= P^T P^* \quad U = P^T P \\ e &= P^T I \quad E = [e^t - (e^*)^T]^T\end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} U & R \\ R^* & U^* \end{bmatrix} \quad \Lambda = A^{-1}E \quad (5)$$

10

但し、I は n 次元単位ベクトルを示す。

【 0 0 5 7 】

次に、ステップ S 1 5 において、ヌルの条件を満たすか否かを判定する。尚、ヌルの条件を満たすか否かは、ステップ S 1 4 で求めた Λ によってできるビーム形状が拘束条件式 (3) (3) 式は $= 0$ としているが、完全に $= 0$ にはならないため) との誤差が許容できる範囲であるかどうかを判定する。ヌルの条件を満たさない場合は (No)、ステップ S 1 9 で $i < i_{max}$ (i_{max} は、予め設定された値であり、極値問題を計算する回数の上限である) か否かを判定し、そうでなければ (NO)、処理を終了する (ステップ S 2 0)。 $i < i_{max}$ あれば、ステップ S 1 8 に進み、アンテナウェイトを、

20

【 0 0 5 8 】

【 数 1 7 】

$$W_{i+1} = W_i \otimes \Phi$$

30

と設定し直す。尚 Λ は式 (5) で求めた結果である。次いで、ステップ S 1 7 に進み、 $i = i + 1$ により、計算結果を示すカウンタをアップし、ステップ S 1 3 に進む。

【 0 0 5 9 】

位相摂動 $\Delta\theta$ とウェイトを用いて上記 (5) 式に基づく計算を繰り返し、ヌルの条件を満たす (ステップ S 1 5 の Yes) 位相摂動 $\Delta\theta$ を得る。得られた位相摂動 $\Delta\theta$ とその時のウェイト W_i から、補正後のアンテナウェイト W' 、

【 0 0 6 0 】

【 数 1 8 】

$$W' = W_i \otimes \Phi$$

40

を得る。 W' から位相調整データを作成し、メモリに格納する (ステップ S 1 6) ことにより受信装置が実現できる。

【 0 0 6 1 】

このように、本実施の形態によるアンテナウェイト生成方法を用いると、アンテナ素子間や筐体等の影響を含んだ実際的な装置の状態における任意の方向にヌル点をもつビーム形状に対応する位相調整量を得ることができる。また、アンテナ素子間に多少ずれがあるような状態、すなわち対象性が崩れた場合に、本実施の形態によるビーム形状形成法を用いるとにより、位相調整量を簡単に計算することができる。これは、実際にアンテナが筐

50

体の実装されたときに極めて有効となる。

【0062】

次に、周波数判定回路とスペクトル平坦度とに関して説明する。まず、周波数特性判定回路の構成例及びスペクトル平坦度を示すパラメータの求め方の例について説明する。周波数特性判定回路におけるスペクトル平坦度は、以下のように定義し、求めることができる。

【0063】

図4は、周波数スペクトルの例を示す図である。伝送帯域内の受信信号について、FFTにより各周波数成分の信号の振幅と位相とを抽出する。図4(A)に示したように、抽出した周波数成分の振幅と位相とからその電力(Y_1 、 Y_2 、...、 Y_i 、...、 Y_x)を求め、電力の代わりに振幅のみを利用しても良い。

10

【0064】

次に、伝送帯域内の受信信号の平均電力Aを求める。各周波数成分の信号電力 $Y_1 \sim Y_x$ と平均電力Aとの差の絶対値 $|Y_i - A|$ ($i = 1, \dots, x$)を求める。また平均電力Aと比較する閾値Bを予め設定しておく。

【0065】

次に、 $|Y_i - A| > B$ を満たす周波数成分の数を数え、スペクトル平坦度Fとする。例えば、図3(A)のように、伝送帯域内にx本の周波数成分を検出する場合、周波数成分x本のうちZ本が $|Y_i - A| > B$ を満たすのであれば、 $F = Z$ となる。Fの値が大きいほど、受信周波数スペクトルがより平坦であることを示すパラメータとして用いることができる。以上のように、平坦度の決定処理を信号の電力の比較演算とカウンタのみにより実行できるため、デジタル回路で簡単に実現することができ、回路規模が小さくできる。

20

【0066】

図4(B)に示すように、平均電力Aと周波数成分との電力($Y_1 \sim Y_x$)を比較する閾値を複数個(例えばp個、図4(B)では $p = 2$ の例を示す。)設定し、閾値が B_1 、 B_2 、...、 $B_{(p-1)}$ 、 B_p であり、 $B_1 < B_2 < \dots < B_p$ の関係にあるとしたとき、次のようにしてスペクトル平坦度を求めることができる。まず、 $|Y_i - A| > B_1$ を満たす周波数成分の数を数え Z_1 とし、 Z_1 に重み C_1 を付けて $C_1 Z_1$ とする。

【0067】

次に、 $B_1 < |Y_i - A| > B_2$ を満たす周波数成分の数を数え Z_2 とし、 Z_2 に重み C_2 を付けて $C_2 Z_2$ とする。以下同様に続け、 $B_{(p-1)} < |Y_i - A| > B_p$ を満たす周波数成分の数を数え Z_p とし、 Z_p に重み C_p を付けて $C_p Z_p$ とする。これらを加え、スペクトル平坦度Fを決定することもできる。

30

【0068】

すなわち、スペクトル平坦度Fは、 $F = C_1 Z_1 + C_2 Z_2 + \dots + C_p Z_p$ とすることができる。但し、重み係数(C_1 、 C_2 、...、 C_p)は $C_1 > C_2 > \dots > C_p$ とする。このように、複数の閾値($B_1 \sim B_p$)と複数の重み係数($C_1 \sim C_p$)とを用いることにより、スペクトル平坦度をより正確に求めることができ、マルチパス歪を効果的に防ぐことができる。

【0069】

上記のスペクトル平坦度を求める際、通信方式がマルチキャリア通信方式又はOFDM方式である場合、各周波数成分の信号電力($Y_1 \sim Y_x$)は、サブキャリアの信号電力であっても良い。さらに、OFDM通信方式において全サブキャリアの中にパイロット用キャリアとデータ伝送用のキャリアとが分かれている場合、スペクトル平坦度を求める際に用いる重み係数は、パイロット用キャリアとデータ伝送用キャリアとを分けて異なる重み係数を用意し、パイロット用キャリアの重み係数を大きくすることによって平坦度を求めることもできる。前述の手法を用いることにより、特にパイロットキャリアの受信状態が改善されるようにアンテナが制御されるため、パイロット信号を用いてフェージング補償や誤り訂正制御を行う通信方式において、通信品質が改善するという利点がある。

40

【0070】

50

さらに、パイロット用キャリアが周波数に関して等間隔に配置されている通信方式においては、パイロットキャリアのみを用いて周波数特性の平坦度を求めることが可能であり、演算処理をより簡単にできるため、回路規模をより一層小さくすることができるという利点がある。

【0071】

次に制御回路の構成とビーム切り替え方法について説明する。前述のように、周波数特性判定回路により求められたスペクトル平坦度 F は、周波数特性がより平坦である場合に大きい値を示すパラメータである。本実施の形態においては、スペクトル平坦度の閾値 TH_F を設定し、 F がこの TH_F よりも大きい場合は、マルチパスによる歪の影響がないものと判定する。さらに、ビーム切り替え制御回路には、アンテナ合成後の受信信号（アレー出力信号）電力 P を検出する機能が備えられている。また、ビーム切り替え制御回路には、最適ビーム形状を記憶する機能と、最適ビームのスペクトル平坦度を記憶する機能が備えられている。

10

【0072】

以下、制御部におけるビーム切り替え（スキャン）制御処理の流れについて図7を参照しつつ説明を行う。図7に示すフローチャート図において、処理を開始すると（start）、まずステップS31において、電源投入後又は受信信号待ちの状態、ビーム切り替え制御回路は、メモリから初期移相量データ、すなわち初期のビーム形状のデータ、例えばオムニアンテナと同様のビーム形状となるデータを出力させ、各ブランチの移相器に位相調整量を設定する。次に、ステップS32では、ビーム切り替え制御回路は、最適ビーム形状として初期のビーム形状を記憶し、また最適ビームの平坦度の初期値として“0”を記憶する。

20

【0073】

次に、ステップS33において、受信信号の検出待ちを行い、受信回路またはビーム切り替え制御回路は、受信信号の有無を判定し、受信信号有りと検出された場合に、次のステップS34に進む。ステップS34においては、ビーム切り替え制御回路がアレー出力信号電力 P を測定する。次いで、ステップS35において、ステップS34で測定した受信信号電力 P が、予め設定した閾値 TH_P よりも大きいと判断された場合にはステップS36に進み、閾値 TH_P よりも小さいと判断された場合にはステップS40に進む。

30

【0074】

ここで、判断基準として受信信号電力の閾値 TH_P を用いるのは、受信信号電力がノイズ電力に埋もれてしまい平坦度が高くなるのを防ぐためにある。すなわち、受信電力 P が一定値以上であり、スペクトル平坦度の高いものを、適切なビーム形状とするためにある。

【0075】

ステップS36では、周波数特性判定回路は、スペクトル平坦度 F を計算する。ステップS37では、ビーム切り替え制御回路は、現在までに探索された中で最適のビーム形状のスペクトル平坦度と現在のビーム形状のスペクトル平坦度とを比較する。その結果、現在のビーム形状の平坦度がこれまでの最適ビームの平坦度よりも大きい場合は、ステップS38に進み、そうでない場合は、ステップS40に進む。ステップS38においては、ビーム切り替え制御回路が、最適ビーム形状として現在のビーム形状を記憶し、さらに、最適ビーム平坦度として現在のビーム形状のスペクトル平坦度を記憶する。

40

【0076】

ステップS39では、ビーム切り替え制御回路は、現在のビーム形状のスペクトル平坦度 F と予め設定された閾値 TH_F とを比較し、平坦度 F が TH_F よりも大きい場合に、マルチパス歪の影響がないものと判定し、現在設定されているビーム形状で受信処理を継続し、ビーム切り替え制御フローを終了する（ENDへ進む）。

【0077】

一方、平坦度 F が閾値 TH_F よりも小さい場合は、ステップS40に進む。ステップS40では、ビーム切り替え制御部が、次候補のビーム形状に切り替えるため、メモリから

50

次候補のビーム形状に対する位相調整量を出力させ、ビーム形状を次候補のビーム形状に切り替える。次候補のビーム形状に切替えた後は、S34の処理に移り、以上に説明した処理を同様に繰り返す。

【0078】

以上に説明した処理はビーム形状が上記の条件(S35, S37, S39)を満たすまで繰り返し行われ、マルチパス歪の影響のないビーム形状を探索する。尚、メモリに蓄えた全てのビーム形状中に上記の条件(S35, S37, S39)を満たすビーム形状を有するビームがない場合には、ビーム切り替え回路に記憶された最適のビーム形状に再度切り替えて、受信処理を行うようにすることも可能である。

【0079】

次に、本発明の実施の形態の変形例による受信技術について、図面を参照しつつ説明を行う。本変形例による受信技術は、メモリに複数のビーム形状を格納している場合に、ビーム形状の周波数特性の検出回数を減らすことにより、適切なビーム形状に切り替える処理を高速化する技術である。図8(A)~(D)までに示すように、予めメモリに格納しているビーム形状として、例えば、ビーム幅が異なり、または、ビームの方向が異なるビームを複数用意しておく((A)~(D))。そして、ビーム幅の広いものから順にビーム候補のランク(図では、ランク1~4まで)を付けておくことを特徴とする。

【0080】

ランク1のビームからランクの優先度が高い(ランクの数字が低い)順に、上記の方法により受信電力及びスペクトル平坦度を計算し、閾値を越えるビームを探索する。ランク1でスペクトル平坦度に関する条件を満たさなかった場合は、次のランクであるランク2のビーム形状#2と#3とに関してスペクトル平坦度の条件を満たすビームを探索する。ランク2のビームにおいても平坦度の条件を満たさない場合は、ビーム形状#2と#3との受信電力を比較する。比較結果として、例えばビーム形状#2の受信電力が強ければ、次ランクのビーム形状の候補から#2の方向と同じ方向に指向性を有する#4、#5、#7をビーム形状の候補として、受信電力の検出及びスペクトル平坦度の検出判定を行う。

【0081】

以下、同様に、ランク3で平坦度の条件を満たすビーム形状がない場合、ランク3の受信電力を比較し、一番大きいビームと同じ方向に指向性のあるランク4のビームを次候補とし探索する。以上の処理を繰り返すことにより、平坦度の条件を満たすビームを探索することができるという利点がある。

【0082】

以上、本実施の形態に沿って説明したが、本発明はこれらの例に限定されるものではなく、種々の変形が可能であるのは言うまでもない。

【産業上の利用可能性】

【0083】

本発明は、小型の無線通信装置の受信系として利用できる。

【図面の簡単な説明】

【0084】

【図1】本発明の一実施の形態による受信装置の全体構成例を示す図であり、合わせて受信装置における制御の流れについて説明するための図である。

【図2】本実施の形態によるメモリの構成例を示す図である。

【図3】図3(A)~(E)は、5つの異なるビーム形状(ビーム形状#1~#5まで)の例を示す図である。

【図4】周波数スペクトルのパターン例を示す図である。

【図5】アンテナウェイトを求める手順を示すフローチャート図である。

【図6】図5のステップS4における処理内容についてより詳細に説明した図である。

【図7】アダプティブアレーアンテナの構成例を示す図であり、アンテナ素子数がn本のときの例を示している。

10

20

30

40

50

【図8】ビーム幅及びビームの方向が異なる複数のビーム形状（ビーム形状#1～#15）をメモリに格納する際に、ビーム形状にランクをつけて探索を行う時の、ビーム形状のランク付け（ランク1～ランク4）の例を示す図である。

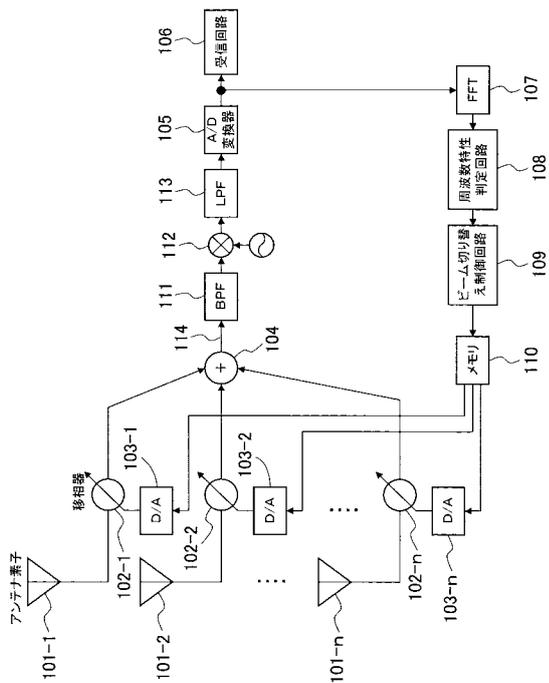
【図9】一般的なアダプティブアレーアンテナの構成を示す図である。

【符号の説明】

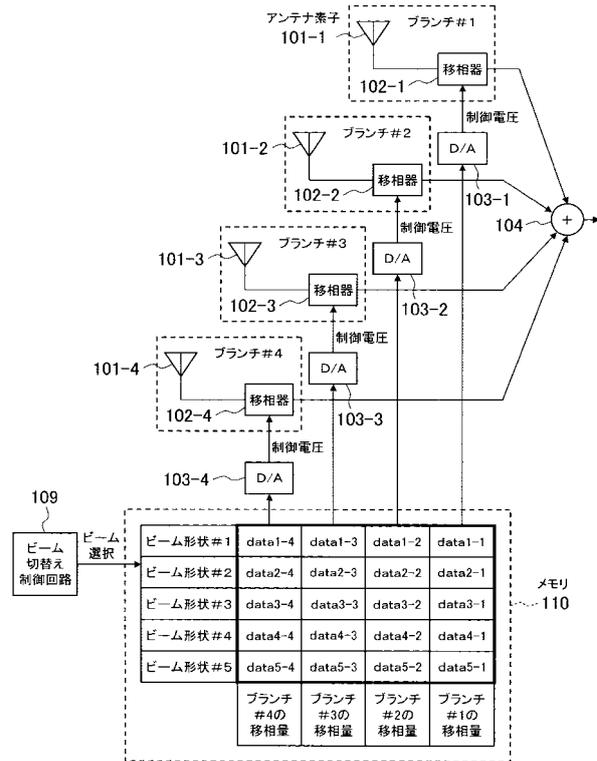
【0085】

101-1～101-n：n本のアンテナ素子、102-1～n：移相器、103-1～n：D/A変換器、104：合波器、105：A/D変換器、106：受信回路、107：FFT、108：周波数特性判定回路、109：ビーム切り替え制御回路、110：移相差メモリ、111：BPF、112：ミキサ、113：LPF。

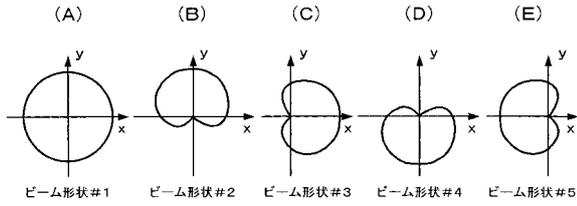
【図1】



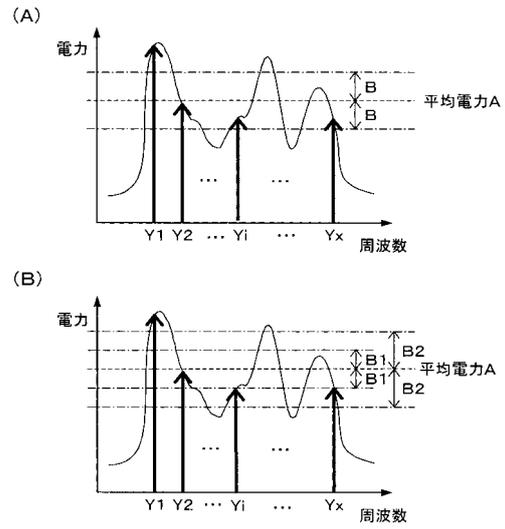
【図2】



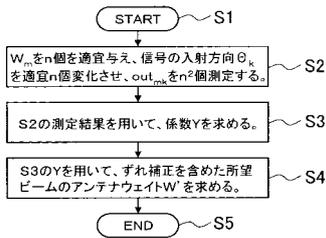
【 図 3 】



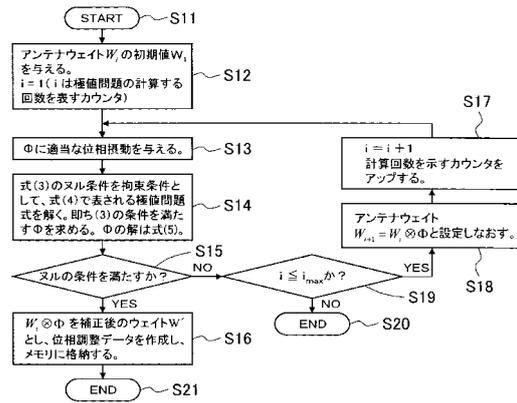
【 図 4 】



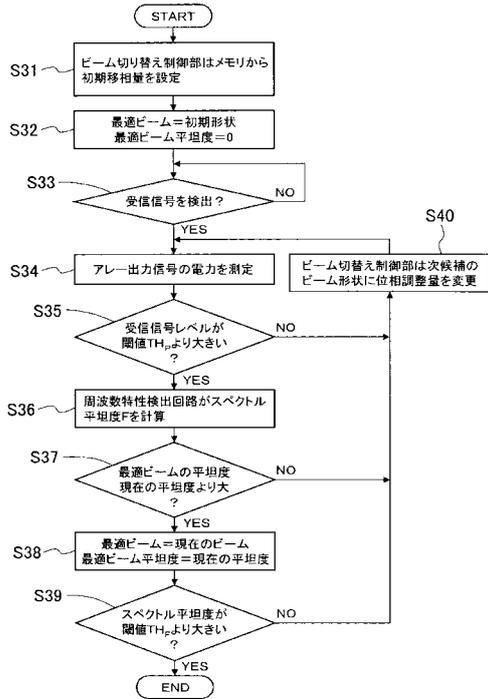
【 図 5 】



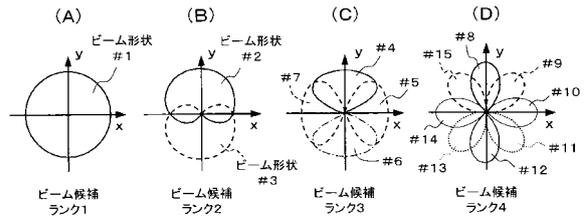
【 図 6 】



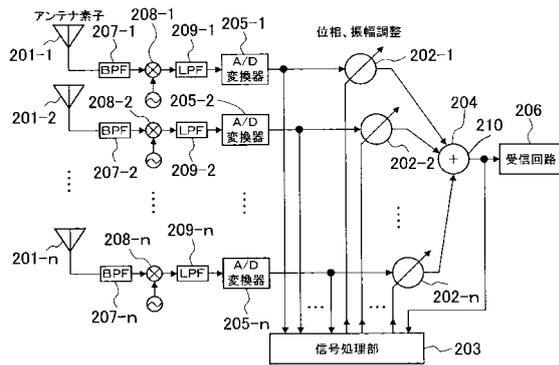
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J021 AA05 AA06 AA11 AB02 DB03 FA06 FA17 FA23 FA30 FA32
GA02 HA05 JA07
5K059 CC03 CC04 DD33 DD37