

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4095602号
(P4095602)

(45) 発行日 平成20年6月4日(2008.6.4)

(24) 登録日 平成20年3月14日(2008.3.14)

(51) Int.Cl.		F I		
HO4L 27/38	(2006.01)	HO4L 27/00		G
HO4B 7/08	(2006.01)	HO4B 7/08		D
HO4B 7/10	(2006.01)	HO4B 7/10		A

請求項の数 4 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2004-285577 (P2004-285577)</p> <p>(22) 出願日 平成16年9月30日(2004.9.30)</p> <p>(65) 公開番号 特開2006-101245 (P2006-101245A)</p> <p>(43) 公開日 平成18年4月13日(2006.4.13)</p> <p>審査請求日 平成17年9月5日(2005.9.5)</p>	<p>(73) 特許権者 000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号</p> <p>(74) 代理人 100077849 弁理士 須山 佐一</p> <p>(72) 発明者 松岡 秀浩 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝 研究開発センター内</p> <p>(72) 発明者 瀬戸 一郎 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝 研究開発センター内</p> <p>(72) 発明者 青木 亜秀 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝 研究開発センター内</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1, 第2のアンテナそれぞれで受信される第1, 第2の信号を重み付け合成する信号合成手段と、

前記信号合成手段で合成される信号のS/N比を検出するS/N比検出手段と、

前記S/N比検出手段での検出結果に基づいて、前記信号合成手段での信号の合成に用いる重み付けを決定する重み付け決定手段と、

前記信号合成手段で合成される信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出手段と、

前記周波数誤差検出手段で検出される周波数誤差に基づいて、前記第1, 第2の受信信号それぞれの位相を補正する第1, 第2の位相補正手段と、

前記第1, 第2の位相補正手段で補正される第1, 第2の信号を用いて復調を行う復調手段と、

を具備することを特徴とする受信装置。

【請求項2】

前記信号合成手段で前記第1, 第2の信号を重み付け合成するための重み付けの複数の組み合わせが表されるテーブル、をさらに具備し、

前記重み付け決定手段が、前記テーブルから重み付けの組み合わせを選択する手段を含む、

ことを特徴とする請求項1記載の受信装置。

【請求項3】

10

20

前記テーブルに表される重み付けの組み合わせが、前記第 1、第 2 の信号の相対的な位相を略 90° 変化させる重み付けの組み合わせであることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【請求項 4】

前記テーブルに表される重み付けの組み合わせが、前記第 1、第 2 の信号の相対的強度を変化させる重み付けの組み合わせであることを特徴とする請求項 2 記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数のアンテナからの信号を受信する受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電話や PHS の普及によって、個人消費者にとって「いつでも、どこでも、誰でも」通信ができることが当たり前のようになり、無線通信は非常に身近なものとなっている。また PC ユーザにとっても、室内 LAN を無線で構築することができ、高速データ伝送への適性や、場所にとらわれないユビキタス性が功を奏して、無線 LAN (Local Area Network) は爆発的に普及してきている。

【0003】

無線を用いたシステムでは、複数のアンテナを用いて送信側あるいは受信側で適応信号処理を行うことで、受信品質の改善、伝送速度またはスループットの向上を図ることができる。このような技術に、(1)ダイバーシチ技術、(2) Space-time coding あるいは MIMO (Multi-Input Multi-Output) 技術がある。ダイバーシチ技術は、複数のアンテナで受信した信号から受信状態の良好な信号の選択等を行う技術である。MIMO 技術は、複数のアンテナでの受信状態の相違に対応して、送信側がそれぞれ異なるデータ系列を送信し、受信側がそれらを分離・抽出して N 倍 (N: 最大送信アンテナ数) のデータを同時に復調することを可能とする技術である。いずれにしろ、受信側での効果的な受信信号の選択/合成/分離のための復調アルゴリズムが検討されてきた。

【0004】

ここで、アンテナおよび高周波からベースバンドに周波数変換し、デジタル信号の状態にまで変換する一連の受信回路をまとめて「受信ブランチ」と定義し、「アンテナ」と区別する。

ベースバンド帯でデジタル信号処理によって合成ダイバーシチを行う方式や、指向性制御のために各アンテナに対する振幅あるいは位相の重み付け合成を行うアダプティブアレーアンテナ、スマートアンテナと呼ばれる方式では、受信機自体が複数のデジタル領域の受信部を持つ構成となる。

【0005】

ところで、受信信号をデジタル領域で復調可能とするために、キャリア周波数誤差を補正する AFC (Automatic Frequency Control) が受信機で利用される。送受信機で VCO (Voltage Controlled Oscillator) が異なることから、送受信機間でキャリア周波数オフセット (以下、「周波数誤差」と呼ぶ) が生じるからである。

【0006】

複数のアンテナを有する受信機においては、コストや回路規模、ばらつきを抑えるために、ブランチで共通の周波数シンセサイザを用いるのが通例であり、理想的にはブランチ間で周波数誤差は生じない。

しかし、実際にはブランチ毎での周波数誤差推定値にばらつきが生じる。これは、(1) 各ブランチで別々のミキサを使って周波数変換を行うことや、(2) ブランチ毎での周波数誤差推定に、各ブランチのフェージングの影響や雑音を含んだ信号が用いられること等が原因である。また、各ブランチで独立に別個の周波数シンセサイザを組み込んだ無線モジュール (例えば放送用チューナーなど) を使用する場合には、各ブランチの周波数シ

10

20

30

40

50

ンセサイザはフリーランの状態であり、互いに同期がとれずに大きな周波数誤差が生じる可能性がある。

【0007】

複数のアンテナを有するシステムでの周波数誤差補正に関し、次のような技術が開示されている。

最大受信電力のアンテナからの無線信号を用いて周波数誤差を測定する技術が開示されている（特許文献1、段落番号0035参照）。また、MIMO方式で通信が行なわれているときの周波数オフセット値に2つの周波数オフセット値の平均値を用いる技術が開示されている（特許文献2、段落番号0114参照）。

【特許文献1】特開2003-244043

【特許文献2】特開2003-283359

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

複数のアンテナを有するシステムでの周波数誤差の補正には次のような困難がある。

(1) 個々のブランチで周波数誤差の推定および補正を独立に行うと、その構成全体の回路規模および消費電力がブランチの個数に対応して増加し、小型化、低消費電力化、低価格化が困難となる。また、フェージングなどの影響により、各ブランチで受信信号電力、ひいてはS/Nがばらつく結果、周波数誤差の推定値がばらつく可能性がある。

(2) 特定のブランチで推定される周波数誤差によって、全ブランチでの周波数の補正を行うと、選択されたブランチのS/Nが悪い場合や推定の精度が不十分なときに、周波数誤差補正が不十分で結果的に復調性能が劣化するおそれがある。

(3) 全てのブランチで推定された周波数誤差の平均によって、全ブランチでの周波数の補正を行うと、受信強度が過大なブランチがある場合に、周波数誤差推定値の信頼度が劣化するおそれがある。

【0009】

上記に鑑み、本発明はブランチ毎での周波数誤差推定値のバラツキが周波数の補正に与える影響を低減できる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】

【0010】

A. 上記目的を達成するために、本発明に係る受信装置は、第1、第2のアンテナそれぞれで受信される第1、第2の信号の周波数誤差を検出する第1、第2の周波数誤差検出手段と、前記第1、第2の信号それぞれの信号強度を検出する第1、第2の信号強度検出手段と、前記第1、第2の信号強度検出手段での信号強度検出結果に基づいて、前記第1、第2の周波数誤差検出手段で検出される周波数誤差を重み付け合成する周波数誤差合成手段と、前記周波数誤差合成手段で合成される周波数誤差に基づいて、第1、第2の受信信号それぞれの位相を補正する第1、第2の位相補正手段と、前記第1、第2の位相補正手段で補正される第1、第2の信号を用いて復調を行う復調手段と、を具備することを特徴とする。

【0011】

B. 本発明に係る受信装置は、第1、第2のアンテナそれぞれで受信される第1、第2の信号を重み付け合成する信号合成手段と、前記信号合成手段で合成される信号のS/N比を検出するS/N比検出手段と、前記S/N比検出手段での検出結果に基づいて、前記信号合成手段での信号の合成に用いる重み付けを決定する重み付け決定手段と、前記信号合成手段で合成される信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出手段と、前記周波数誤差検出手段で検出される周波数誤差に基づいて、前記第1、第2の受信信号それぞれの位相を補正する第1、第2の位相補正手段と、前記第1、第2の位相補正手段で補正される第1、第2の信号を用いて復調を行う復調手段と、を具備することを特徴とする。

【発明の効果】

【0012】

10

20

30

40

50

本発明によればブランチ毎での周波数誤差推定値のバラツキが周波数の補正に与える影響を低減できる受信装置を提供できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

以下、図面を参照しながら本実施の形態について詳細に説明する。

(第1の実施形態)

図1は本発明の第1の実施形態に係る受信機100の構成を示すブロック図である。

受信機100は、アンテナ101, 102, 乗算器103, 104, NCO (Numerical Controlled Oscillator) 105, 106, ダイバーシチ復調回路107, 周波数誤差検出回路115, RSSI測定回路111, 112, 比較器113, 動作切替判定回路114, 高周波回路116, 117, A/D変換器118, 119を有する。

10

【0014】

アンテナ101, 102は、電波を受信する受信素子であり、その配置が異なることから受信状態が異なる。なお、本実施形態では、2素子のアンテナ101, 102を用いた場合のみ説明しているが、アンテナおよび受信ブランチの本数を2本より多くしてもよい。

高周波回路116, 117はそれぞれ、フィルタ、アンプ、ダウンコンバータ、直交復調器等を含み、アンテナ101, 102で受信された信号の周波数を搬送波帯域からベースバンド帯域まで低下させる。

A/D変換器118, 119はそれぞれ、高周波回路116, 117から出力されるアナログ信号をデジタル信号に変換する。

20

【0015】

周波数誤差検出回路115は、個別周波数誤差検出回路108, 109, 補正量重み付け合成回路110から構成され、A/D変換器118, 119から出力される信号の総合的な周波数誤差を検出する。

個別周波数誤差検出回路108, 109はそれぞれ、A/D変換器118, 119から出力される信号に基づき、周波数誤差(キャリア周波数オフセット)の検出を行う。周波数誤差の検出(あるいは推定)は、例えば、受信信号のフレームの先頭付近にあるプリアンブルやヘッダ、あるいは受信フレーム内に含まれるパイロット信号を用い、これらの既知情報等の位相の変化を追跡することで行える。また、OFDMシステムでは、信号の一部をコピーして付加したガードインターバル部との相関によっても周波数誤差を検出することができる。

30

【0016】

個別周波数誤差検出回路108, 109から出力される周波数誤差信号は、必ずしも一致しない。これは、(1)高周波回路116, 117で周波数変換を行うダウンコンバータ(具体的には、ミキサ)のばらつきや、(2)個別周波数誤差検出回路108, 109での周波数誤差の検出結果が各ブランチでのフェージングや雑音の影響を受けること、(3)ブランチ毎に個別にチューナーを使うこと等による。このため、周波数シンセサイザが全ブランチで共通であっても、ブランチ毎に周波数誤差推定値にばらつきが生じる。

【0017】

補正量重み付け合成回路110は、個別周波数誤差検出回路108, 109から出力される周波数誤差信号を重み付け合成して総合的な周波数誤差を算出する。このときの重み付け係数は、例えば、アンテナ101, 102で受信された信号の信号強度(RSSI値等)やAGC利得制御状態に基づいて決定できる。

40

NCO (Numerical Controlled Oscillator) 105, 106は、数値制御発振器であり、補正量重み付け合成回路110から出力される合成された周波数誤差信号に基づき、補正周波数(位相回転)成分 e^{-j} の信号(補正周波数信号)を生成する。

乗算器103, 104はそれぞれ、A/D変換器118, 119から出力される信号にNCO 105, 106から出力される補正周波数信号を乗算する。この結果、信号の位相を変化させることができる。

50

【 0 0 1 8 】

ダイバーシチ復調回路 1 0 7 は、乗算器 1 0 3 , 1 0 4 から出力される周波数誤差が補正された信号に基づき、ダイバーシチ復調・復号を行う。ダイバーシチ復調回路 1 0 7 は、アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 で受信した信号から受信状態の良好な信号の選択等を行う。

なお、ダイバーシチ復調回路 1 0 7 の代わりに複数の異なる送信データ系列を分離・抽出する M I M O (Multi-Input Multi-Output) 復調処理回路を用いることも可能である。アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 での受信状態の相違に対応して、送信側がそれぞれ異なるデータ系列を送信し、受信側がそれらを分離・抽出して N 倍 (N : 最大送信アンテナ数、ここでは N = 2) のデータを同時に復調することが可能となる。

【 0 0 1 9 】

R S S I 測定回路 1 1 1 , 1 1 2 はそれぞれ、高周波回路 1 1 6 , 1 1 7 から出力される信号の R S S I (Receive Signal Strength Indication: 受信信号強度) 値を測定する。

なお、R S S I 測定回路 1 1 1 , 1 1 2 は、高周波回路 1 1 6 , 1 1 7 からのアナログ信号に基づく R S S I 測定 (A - R S S I 測定) を行っているが、これに換えて A / D 変換器 1 1 8 , 1 1 9 からのデジタル信号に基づく R S S I 測定 (D - R S S I 測定) を行ってもよい。

【 0 0 2 0 】

比較器 1 1 3 は、R S S I 測定回路 1 1 1 , 1 1 2 から出力される R S S I 値を比較し、いずれが大きいかを判定する。

動作切替判定回路 1 1 4 は、比較器 1 1 3 での比較結果に基づき、周波数誤差検出回路 1 1 5 での周波数誤差検出に利用するアンテナ 1 0 1 , 1 0 2 の選択の判定を行い、この判定結果に基づき周波数誤差検出回路 1 1 5 を制御する。動作切替判定回路 1 1 4 は、受信信号レベルに応じて、周波数誤差補正に、個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 から出力される周波数誤差信号の一方、双方いずれを用いるかを判定、切り替え制御する。

【 0 0 2 1 】

周波数誤差信号の一方を用いる場合には、1 受信ブランチの信号を用いて周波数誤差補正が行われる。このとき、個別周波数誤差検出回路 1 0 8 あるいは 1 0 9 のどちらか一方だけが動作する。また、補正量重み付け合成回路 1 1 0 は、特に計算を行わず、入力された周波数誤差値をそのまま N C O 1 0 5 または 1 0 6 へと出力する。

周波数誤差信号の双方を用いる場合には、複数ブランチで独立に検出された周波数誤差の検出値をブランチ毎の A G C 利得制御状態に応じて重み付け合成した値を基に周波数誤差補正が行われる。このとき、個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 , 補正量重み付け合成回路 1 1 0 、 N C O 1 0 5 , 1 0 6 のすべてが動作する。

【 0 0 2 2 】

例えば、あるブランチの R S S I が第 1 の所定値より大きい場合に、そのブランチの個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 のみを電源オン (動作状態) とし、それ以外の個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 および補正量重み付け合成回路 1 1 0 を電源オフ (停止状態) とする。信号強度がある程度以下の信号 (微弱な信号) は信頼性が乏しいと考えられるからである。

具体的には、特定のブランチの R S S I 値が他ブランチの R S S I 値の 2 0 d B 以上である場合や、特定のブランチ以外のすべての R S S I が - 7 0 d B m を下回った場合に、特定のブランチの個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 のみを動作させる。これから判るように、この切替の判定は、R S S I の絶対値およびブランチ間での相対値のいずれに基づいても行える。

【 0 0 2 3 】

また、あるブランチの R S S I が第 2 の所定値より大きい場合に、そのブランチの個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 を停止状態とし、それ以外の個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 を動作状態とすることができる。信号強度が過大な信号は飽和状態となり、却って信頼性が乏しいことが考えられるからである。

【 0 0 2 4 】

10

20

30

40

50

一方、全ブランチのRSSI値が同程度の場合は、全ての個別周波数誤差検出回路108, 109をオンし、周波数誤差の重み付け合成を行う。例えば、信号強度が第1の所定値以上、第2の所定値以下の信号を重み付け合成の対象とする。

【0025】

このように、動作切替判定回路114が個別周波数誤差検出回路108, 109の動作/停止を切り換えることで、周波数誤差検出回路115での動作状態を制御できる。

なお、個別周波数誤差検出回路108, 109の動作を停止する代わりに、補正量重み付け合成回路110での補正量重み付け合成の重み付け係数を調節してもよい。例えば、特定のブランチでの周波数誤差の重み付け係数を0とすることで、そのブランチの個別周波数誤差検出回路108, 109の動作を停止したとほぼ同様の効果を挙げることができる。

10

【0026】

(受信機100の動作)

次に、受信機100の動作を説明する。

アンテナ101, 102で受信された信号は、高周波回路116, 117によってベースバンド帯域まで下げられ、A/D変換器118, 119によってデジタル信号に変換される。このデジタル信号は、送信側の送信周波数との周波数誤差を含んでいる。

デジタル信号に変換された受信信号は、乗算器103, 104において、NCO105, 106で生成された補正周波数信号と乗算されることで、周波数誤差が取り除かれて、ダイバーシチ復調回路107で復調・復号される。

20

【0027】

受信信号のRSSI値はRSSI測定回路111, 112で測定され、比較器113で比較される。動作切替判定回路114では、受信信号レベルに応じて、(1)一方の受信ブランチの周波数誤差検出値、(2)複数のブランチでの周波数誤差検出値の重み付け合成値(例えば、ブランチ毎のAGC利得制御状態に応じて重み付け合成した値)のいずれに基づいて周波数誤差補正を行うかを切り替える。

【0028】

本実施形態では、次のような効果が期待できる。

(1)すべての受信系のS/Nが悪いときやアンテナ毎に周波数誤差推定値がばらつくときでも信頼性の高い推定値を決定でき、受信特性を改善できる。即ち、検出される受信レベル(例えば、RSSI値)を用いてブランチの信頼度を係数化し、AFCでの周波数誤差推定値の重み付け合成に用いることで、信頼度の高いAFCを行える。即ち、誤差補正精度の高いロバストなAFCによる、受信品質の向上が図れる。

30

入力信号の強度が過大で、AGCを行っても信号が飽和して信号の品質が劣化するような場合に、強度が過大な信号を周波数誤差推定に用いないようにしてこの推定の精度を高めることができる。

【0029】

(2)各アンテナ101, 102での受信レベルの状態に応じて、AFCのための個別周波数誤差検出回路108, 109を一つだけ、または全て動作させるかを切り換えることができ、低消費電力化が図れる。

40

【0030】

(第1の実施形態の変形例)

図2は、本発明の第1の実施形態の変形例に係る受信機100aの構成を示すブロック図である。

受信機100aは、アンテナ101, 102, 乗算器103, 104, NCO(Numerical Controlled Oscillator)105, 106, ダイバーシチ復調回路107, 周波数誤差検出回路115, A-RSSI測定回路111a, 112a, D-RSSI測定回路111b, 112b, 比較器113, 動作切替判定回路114, 高周波回路116, 117, A/D変換器118, 119, AGCアンプ120, 121, AGC制御回路122, 123, 重み係数決定部126, ルックアップテーブル(LUT)127を有する。

50

【 0 0 3 1 】

即ち、受信機 1 0 0 a は受信機 1 0 0 の R S S I 測定回路 1 1 1 , 1 1 2 を A - R S S I 測定回路 1 1 1 a、1 1 2 a、D - R S S I 測定回路 1 1 1 b、1 1 2 b に置き換え、A G C アンプ 1 2 0 , 1 2 1 , A G C 制御回路 1 2 2 , 1 2 3 , 重み係数決定部 1 2 6 , ルックアップテーブル(L U T) 1 2 7 を付加したことになる。

【 0 0 3 2 】

A - R S S I 測定回路 1 1 1 a、1 1 2 a はそれぞれ、高周波回路 1 1 6 , 1 1 7 から出力されるアナログ信号の R S S I 値を測定する。

D - R S S I 測定回路 1 1 1 b、1 1 2 b はそれぞれ、A / D 変換器 1 1 8 , 1 1 9 から出力されるデジタル信号の R S S I 値を測定する。

A G C アンプ 1 2 0 , 1 2 1 はそれぞれ、高周波回路 1 1 6 , 1 1 7 から出力される信号を増幅する増幅率可変の増幅器であり、A G C (Automatic Gain Control) のために用いられる。A / D 変換器 1 1 8 , 1 1 9 の入力レンジにおさまるように信号振幅のゲイン調整を行う。

A G C 制御回路 1 2 2 , 1 2 3 はそれぞれ、A - R S S I 測定回路 1 1 1 a、1 1 2 a および D - R S S I 測定回路 1 1 1 b、1 1 2 b から出力される R S S I 値に基づき、A G C アンプ 1 2 0 , 1 2 1 の増幅率を制御する制御回路であり、高周波回路 1 1 6 , 1 1 7 から出力される信号の A G C のために用いられる。

【 0 0 3 3 】

重み係数決定部 1 2 6 は、ルックアップテーブル 1 2 7 を参照して、A - R S S I 測定回路 1 1 1 a、1 1 2 a から出力される A - R S S I 値に基づき、個別周波数誤差検出回路 1 0 8 , 1 0 9 から検出される周波数誤差推定値を重み付け合成する重み係数を決定し、決定された重み係数を出力する。

【 0 0 3 4 】

ルックアップテーブル 1 2 7 は、受信レベル(例えば、A - R S S I 値)と重み付け係数 M_j と対応して表すテーブルである。この重みは、いわば各ブランチでの受信信号の信頼度を表すものと考えられる。ルックアップテーブル 1 2 7 は、メモリに記憶しておくことで短時間でのアクセス、判断が可能となる。このとき、メモリは回路内のレジスタ設定などにより、書き換え可能とすることができる。

【 0 0 3 5 】

図 3 は、ルックアップテーブル 1 2 7 の一例を表す模式図である。受信レベル(例えば、A - R S S I 値)に応じて受信レベル(信号強度)が A ~ E の領域に区分され、この領域に対応して重み係数 M_j が定められている。

本図に示すように、領域 A ~ C では受信信号強度が大きくなるにつれて重み係数 M_j が大きくなる。ある程度信号強度が大きい方が信号としての信頼性が大きいと考えられることによる。

一方、領域 D , E では、受信信号強度が大きくなると却って重み係数 M_j が小さくなり、領域 E では重み係数 M_j が 0 になる。これは、受信信号が飽和する可能性を考慮して、重み係数 M_j (優先度)を決定したためである。即ち、受信信号電力が大きすぎて飽和領域に入る信号の重み(ウェイト)を小さくする。

なお、領域判定の境界しきい値や領域の数は図 3 に限られるものではなく、様々な組み合わせが存在する。

【 0 0 3 6 】

(受信機 1 0 0 a の動作)

次に、受信機 1 0 0 a の動作を説明する。

通常、A G C や A F C とした復調のための同期処理には、受信信号のフレーム先頭付近にあるプリアンプルやヘッダ、あるいは受信フレーム内に含まれるパイロット信号が用いられる。

受信レベルに基づく重み付け A F C 処理では受信レベルの測定精度が高いことが望ましい。このためには、A G C での A / D 変換器入力レンジの調整の完了後に、A / D 変換さ

10

20

30

40

50

れたサンプルを平均化した受信信号を用いて、AFC処理を行うことが考えられる。しかしながら、AGC処理の完了を待っていると、AFCでの周波数の初期同期に時間を要する可能性がある。

【0037】

ここでは、AGC処理の完了を待たずにAFC処理を実行可能とすることを考える。特に、AFCで重み付け合成するときの尤度（重み付け係数）の決定について説明する。

本実施形態では、AGCの利得切り替えを段階的に行い、かつAGCでの大まかな領域判定を行った時点で、アンテナ101, 102毎に尤度を割り当てる。

この結果、AGC処理の途中で（AGCの利得切替前、あるいは並行して）AFCを開始でき、プリアンプの早い段階でAFCを行い、初期同期引き込みの早期完了が可能となる。また、初期同期引き込みの早期完了に換えて、初期同期引き込みに時間をかけて、より高精度の同期確立を実現することもできる。

【0038】

図4は、受信機100aでの処理手順の例を表すフロー図である。

(1) 高周波回路116, 117で受信された信号の強度（例えば、アナログRSSI）がA-RSSI測定回路111a, 112aで測定される（ステップS11）。

また、測定された受信レベルを用いて受信領域の判定が行われる（S12）。この判定結果は、AGCの第1段階としてのゲイン調節のために用いられる。

【0039】

(2) この判定以降、AGCとAFCとをほぼ並行して実行できる。即ち、次に示すように、AGCの完了を待たず、AFCを実行できる。

a. AGC処理

判定された受信領域に基づきAGC初期ゲインを求め（S13）、この初期ゲインに基づきAGC制御回路122, 123からAGCアンプ120, 121のゲインを制御する。

その後、AGCの第2段階として、A/D変換後のデジタル信号を用いてD-RSSI測定回路111b, 112bでデジタルRSSIが測定され（S14）、それに基づいてより精密なAGC制御が行われる。（S15）

【0040】

b. AFC処理

AGC処理と並行して、重み係数決定部126において、ルックアップテーブル(LUT)127を参照し（S16）、AFCによる周波数誤差推定値の重み付け合成係数を求める。

具体的には、次の式(1)によって重み付け合成係数 W_i を算出する。

$$W_i = M_i / (M_j) \quad \dots\dots \text{式(1)}$$

求められた重み付け係数を使って、補正量重み付け合成回路110で重み付け合成を行う（S17）。これにより、各ブランチで検出された補正量の分散が平滑化される。

【0041】

本実施形態では、第1の実施形態での効果(1)、(2)に加えて、次の(3)のような効果が期待できる。

(3) 従来シリアルに行われていたAGC処理とAFC処理であるが、AGC処理の途中からAFC処理を開始することができる。即ち、アナログ部で検出される受信レベル（例えばRSSI）をAGCの第1段階としての大まかな受信領域判定に利用し、判定された領域情報をAFCでの周波数誤差推定値の重み付け合成に用いる。

このため、周波数引き込みをより早くすることが可能となる。復調処理が開始されるまでに十分な時間を確保でき、結果的に安定した周波数引き込みを実現できる。

また、余った時間を利用してさらに周波数誤差推定の精度を高めることができる。

【0042】

(第2の実施形態)

図5は本発明の第2の実施形態に係る受信機200の構成を示すブロック図である。

10

20

30

40

50

受信機 200 は、アンテナ 201, 202, 乗算器 203, 204, NCO (Numerical Controlled Oscillator) 205, 206, ダイバーシチ復調回路 207, 周波数誤差検出回路 208, S/N 最大値検出回路 209, S/N 測定回路 210, メモリ 211, ルックアップテーブル 212, 乗算器 213, 加算器 214, 周波数誤差決定回路 215, 高周波回路 216, 217, A/D 変換器 218, 219 を有する。

【0043】

アンテナ 201, 202 は、電波を受信する受信素子であり、その配置が異なることから受信状態が異なる。なお、本実施形態では、2 素子のアンテナ 201, 202 を用いた場合のみ説明しているが、アンテナおよび受信ブランチの本数を 2 本より多くしてもよい。

高周波回路 216, 217 はそれぞれ、フィルタ、アンプ、ダウンコンバータ、直交復調器等を含み、アンテナ 201, 202 で受信された信号の周波数を搬送波帯域からベースバンド帯域まで低下させる。

A/D 変換器 218, 219 はそれぞれ、高周波回路 216, 217 から出力されるアナログ信号をデジタル信号に変換し、出力する。

【0044】

NCO (Numerical Controlled Oscillator) 205, 206 は、数値制御発振器であり、周波数誤差決定回路 215 から出力される周波数誤差信号に基づき、補正周波数 (位相回転) 成分 e^{-j} の信号 (補正周波数信号) を生成する。

乗算器 203, 204 はそれぞれ、A/D 変換器 218, 219 から出力される受信信号への NCO 205, 206 から出力される補正周波数信号の乗算を行う。この結果、複素信号の位相を変化させることができる。

ダイバーシチ復調回路 207 は、乗算器 203, 204 から出力される周波数誤差が補正された信号に基づき、ダイバーシチ復調・復号が行われる。

なお、ダイバーシチ復調回路 207 の代わりに複数の異なる送信データ系列を分離・抽出する MIMO 復調処理回路を用いることも可能である。

【0045】

ルックアップテーブル 212 は、直交ウェイトの組 (例えば $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ の位相ずれ組) が記憶されたテーブルである。

図 6 は、ルックアップテーブル 212 の一例が表された模式図である。アンテナ 1, 2 (アンテナ 201, 202 に対応) の直交ウェイトの組 $W1 \sim W3$ が表されている。

複数の組が表されているのはこの組の中から最適なもの (具体的には、S/N 比が最大のもの) を選択するためである。これは原理的に空間直交ビームを張ることによる S/N 改善と等価であり、アンテナ 201, 202 間の空間相関が高い状態のときや、受信信号がマルチパスなどにより位相合成されて信号レベルが減じられてしまうような場合に、S/N 比の改善が期待できる。

【0046】

図 7 は、ルックアップテーブルの他の例が表された模式図である。アンテナ 1 ~ 4 の直交ウェイトの組 $W1 \sim W4$ が表されている。即ち、本図はアンテナが 4 素子の場合のルックアップテーブルを表す。即ち、図 5 では 2 組設置されているアンテナ 201, 202, 乗算器 203, 204, NCO (Numerical Controlled Oscillator) 205, 206, 乗算器 213, 高周波回路 216, 217, A/D 変換器 218, 219 を 4 組有する場合である。

【0047】

乗算器 213 は、アンテナ 201, 202 から出力される受信信号にルックアップテーブル 212 に基づく直交ウェイトを積算する。加算器 214 は、乗算器 213 で直交ウェイトが積算された受信信号を加算する。これら乗算器 213 および加算器 214 によって、信号の直交ウェイト演算 (一般的には、重み付け合成) が行われる。

【0048】

周波数誤差検出回路 208 は、加算器 214 から出力される直交ウェイト重み付け信号

10

20

30

40

50

の周波数誤差を検出する。

S / N測定回路 2 1 0 は、加算器 2 1 4 から出力される直交ウェイト重み付け信号の S / N比を測定する。

メモリ 2 1 1 は、周波数誤差検出回路 2 0 8 で検出された周波数誤差および S / N測定回路 2 1 0 で測定された S / N比を記憶する。即ち、ルックアップテーブル 2 1 2 に記憶された複数個の直交ウェイトの組それぞれの試行・測定結果がメモリ 2 1 1 に記憶される。

S / N最大値検出回路 2 0 9 は、メモリ 2 1 1 に記憶された S / N比から最大のものを選択する。さらに、S / N最大値検出回路 2 0 9 は、このときの直交ウェイトの組をルックアップテーブル 2 1 2 から選択し、乗算器 2 1 3 および乗算器 2 1 3 による直交ウェイト演算に用いられるようにする。

10

周波数誤差決定回路 2 1 5 は、S / N最大値検出回路 2 0 9 で検出された最大の S / N比に対応する周波数誤差をメモリ 2 1 1 から選択する。

【 0 0 4 9 】

(受信機 2 0 0 の動作)

次に、受信機 2 0 0 の動作を説明する。

アンテナ 2 0 1 , 2 0 2 で受信された信号は、乗算器 2 1 3 および加算器 2 1 4 によって直交ウェイトで重み付けされて、周波数誤差 (f) が検出される。

ルックアップテーブル 2 1 2 に表された複数個の直交ウェイトの組それぞれで、受信信号が重み付けされ、周波数誤差決定回路 2 1 5 で周波数誤差を計算しながら、S / N測定回路 2 1 0 で S / Nを測定する。それぞれの直交ウェイトの組での試行・測定結果を順次メモリ 2 1 1 に蓄えていく。

20

すべての直交ウェイトの組を試した後、S / N最大値検出回路 2 0 9 で最も高い S / Nを検出し、このときの直交ウェイトの組に対応する周波数誤差 f が選択される。

複数通りの直交ウェイト組を試し、S / Nの高い信号を強制的に作り出すことで周波数誤差推定の精度の向上が図られる。

【 0 0 5 0 】

(第 2 の実施形態の変形例)

以下に第 2 の実施形態の変形例を説明する。

(1) 第 2 の実施形態では、直交ウェイトの組による重み付けを行っている。即ち、位相を回転させている。これに対して、アンテナ 2 0 1 , 2 0 2 で受信された信号を位相のみでなく、振幅の重み付けを行うことも可能であり、より大きく S / Nが改善される。この重み付けには、例えば、A G C 制御振幅または R S S I 値を用いることができる。

30

【 0 0 5 1 】

(2) 第 2 の実施形態では、ルックアップテーブル 2 1 2 に記述されている固定ウェイトすべてをそのまま試行している。これに対して、受信信号と既知の信号等を用いたトレーニングにより適応的にウェイトを変化させることも可能である。

このトレーニングの手法として、L M S (Least Mean Squares)、S M I (Sample Matrix Inverse)、R L S (Recursive Least Square) 等の M M S E (Minimum Mean Square Error : 最小平均 2 乗誤差) を基本とするビーム形成アルゴリズムを利用できる。これにより、さらに精度の高い周波数誤差 f を得ることができ、信頼度の高い A F C が可能となる。

40

【 0 0 5 2 】

L M S アルゴリズムでは、誤差信号 (t) を最小化するように次の式 (2) の逐次更新を行い、収束したウェイトを解とする。

$$\begin{aligned}
 W (k) &= W (k) + * (k) x (k) \\
 y (k) &= W ^ H (k) x (k) \\
 (k) &= r (k) - y (k) \\
 W (k) &= [W _ 1 (k) , W _ 2 (k) , \dots W _ M (k)] ^ T \quad \dots \dots \text{式 (2)}
 \end{aligned}$$

ここで、x (k) は入力信号ベクトル、y (k) は出力信号ベクトル、w (k) はウェイトベクトル、r (k) は所定の参照信号系列、* は複素共役、^ H は複素共役転置を意味

50

する。ここではサンプルk毎にウェイト更新を行う。

【0053】

(3) また、重み付け回路の別の形態として、後続のダイバーシチ復調回路あるいはMIMO復調回路において求められる伝送路応答を利用し、各ブランチの伝送路応答推定値のノルムに応じた周波数誤差推定値の重み付けを行うこともできる。伝送路応答は既知のパイロット信号などを用いて受信信号との相関処理を行うことで推定でき、MIMO復調処理や合成ダイバーシチ処理において必須の処理である。

このような構成により、デジタル信号処理で精度の高い受信状態の把握ができ、より緻密な周波数誤差補正が実現できる。

【0054】

例えば、アンテナ101の伝送路応答を $H_1 = h_0(t) + h_1(t - \tau_1) + h_2(t - \tau_2)$ としたとき、1-ノルム： H_1 、2-ノルム： H_2 は次の式(3)で表される。

$$H_1 = |h_0| + |h_1| + |h_2|$$

$$H_2 = (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2)^{1/2} \quad \dots\dots \text{式(3)}$$

ここで、 h_0, h_1, h_2 は各遅延時刻 $0, \tau_1, \tau_2$ における複素振幅を表す。各アンテナ101, 102毎にこのノルム H_1, H_2 を測定することにより、受信レベルに換えて、受信信号の本質的なパス成分の大きさに比例した重み付けを行える。

【0055】

(4) また、通信システムによっては、初期周波数同期がとれた後にも追従AFCを行い逐次周波数誤差補正を行う場合がある。例えば、周期的にAFC処理を繰り返す。この場合、上記のすべての方法が適用でき、同様の効果が得られる。

【0056】

(その他の実施形態)

本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で構成要素を拡張、変形可能である。拡張、変更した実施形態も本発明の技術的範囲に含まれる。

また、上記実施形態に開示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。さらに、異なる実施形態にわたる構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】本発明の第1実施形態に係る受信機を表す図である。

【図2】本発明の第1実施形態の変形例に係る受信機を表す図である。

【図3】ルックアップテーブルの一例を表す模式図である。

【図4】図2に示す受信機での処理手順の例を表すフロー図である。

【図5】本発明の第2の実施形態に係る受信機の構成を示すブロック図である。

【図6】ルックアップテーブルの一例を表す模式図である。

【図7】ルックアップテーブルの他の例を表す模式図である。

【符号の説明】

【0058】

100, 100a, 200...受信機、101, 102, 201, 202...アンテナ、103, 104, 203, 204...乗算器、105, 106, 205, 206...NCO、107, 207...ダイバーシチ復調回路、108, 109, 208...個別周波数誤差検出回路、110...合成回路、111, 112...RSSI測定回路、111a, 112a...A-RSSI測定回路、111b, 112b...D-RSSI測定回路、113...比較器、114...動作切替判定回路、115...周波数誤差検出回路、116, 117, 216, 217...高周波回路、118, 119, 218, 219...A/D変換器、120, 121...AGCアンプ、122, 123...AGC制御回路、126...重み係数決定部、127, 212...ルックアップテーブル、209...S/N最大値検出回路、210...S/N測定回路、211...メモリ、213...乗算器、214...加算器、215...周波数誤差決定回

10

20

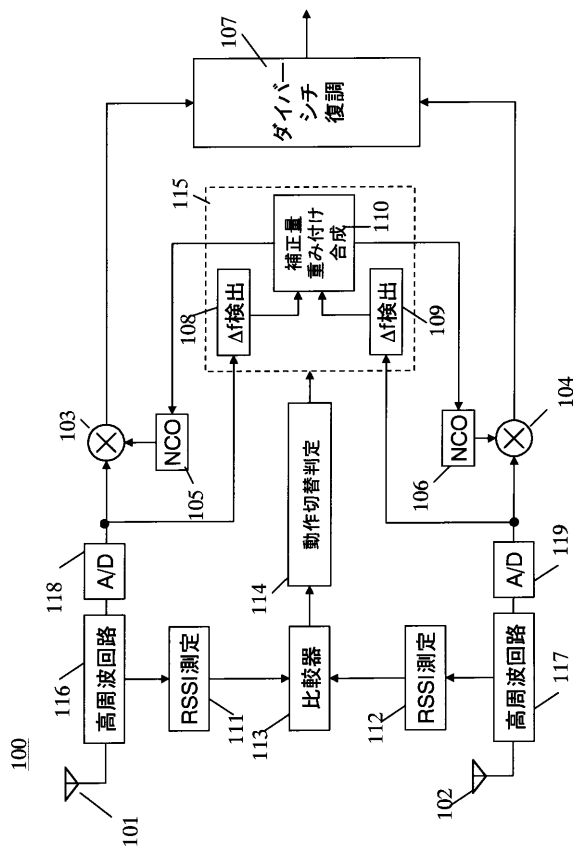
30

40

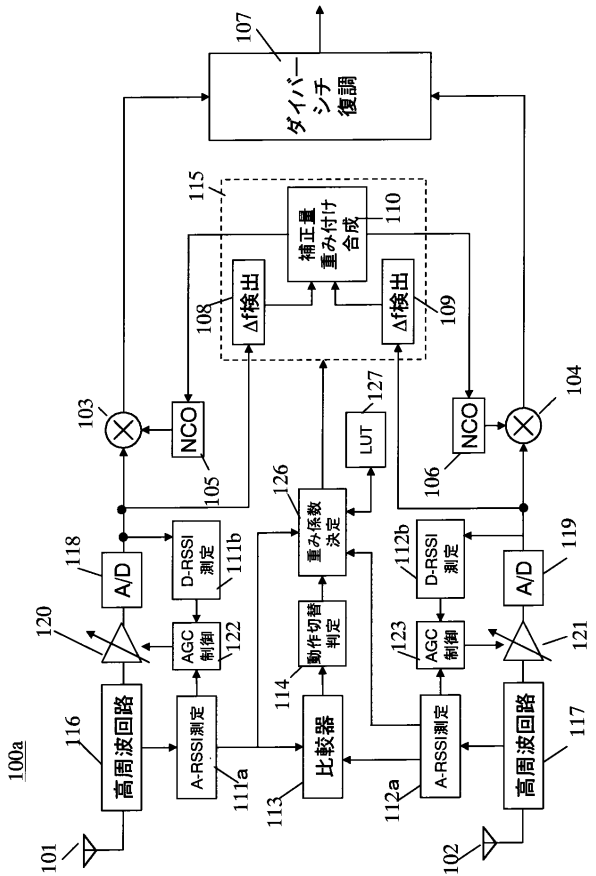
50

路

【図1】



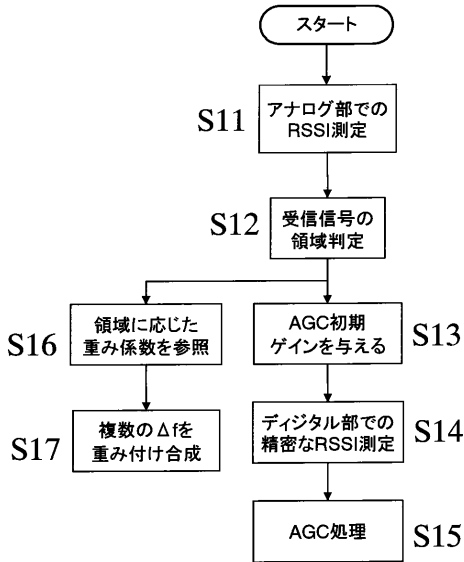
【図2】



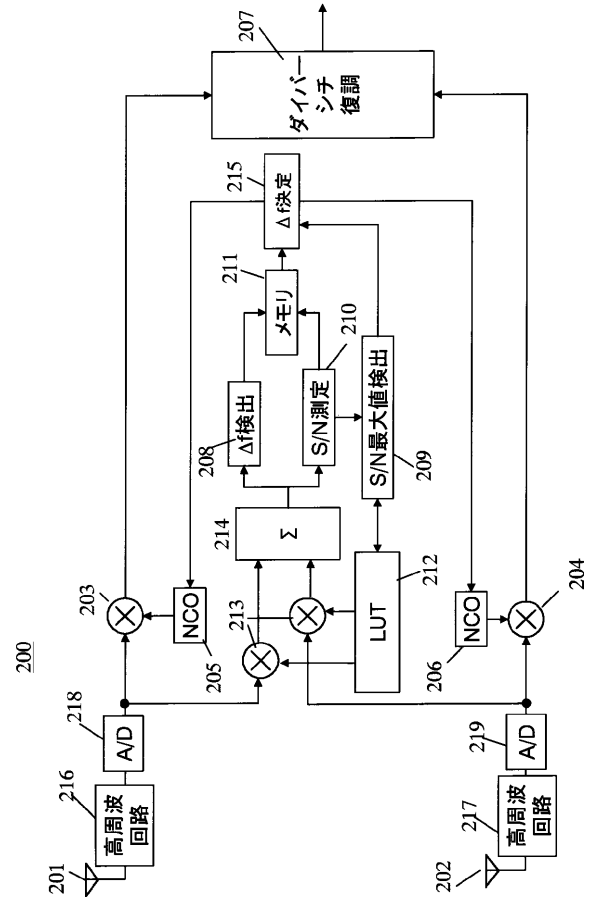
【図3】

領域	受信レベル[dBm]	重み係数Mj
A	$X < -70$	1
B	$-70 \leq X < -50$	3
C	$-50 \leq X < -30$	4
D	$-30 \leq X < -10$	2
E	$-10 \leq X$	0

【図4】



【図5】



【図6】

組	アンテナ1	アンテナ2
w1	1	1
w2	$\exp(-j\pi/2)$	$\exp(j\pi/2)$
w3	1	$\exp(j\pi)$

【図7】

組	アンテナ1	アンテナ2	アンテナ3	アンテナ4
w1	1	1	1	1
w2	1	$\exp(j\pi/2)$	$\exp(j\pi)$	$\exp(j3\pi/2)$
w3	1	1	$\exp(j\pi)$	$\exp(j\pi)$
w4	$\exp(j\pi/4)$	$\exp(j3\pi/4)$	$\exp(-j3\pi/4)$	$\exp(-j\pi/4)$

フロントページの続き

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 特開平10-294688(JP,A)
特開平11-186946(JP,A)
特開2001-237754(JP,A)
特開2002-368661(JP,A)
特開平05-218918(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H04L | 27/38 |
| H04B | 7/08 |
| H04B | 7/10 |