

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4020253号
(P4020253)

(45) 発行日 平成19年12月12日(2007.12.12)

(24) 登録日 平成19年10月5日(2007.10.5)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z
HO4B	7/26	(2006.01)	HO4B	7/26	C
			HO4B	7/26	K

請求項の数 4 (全 18 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2003-31349 (P2003-31349)</p> <p>(22) 出願日 平成15年2月7日(2003.2.7)</p> <p>(65) 公開番号 特開2004-242189 (P2004-242189A)</p> <p>(43) 公開日 平成16年8月26日(2004.8.26)</p> <p>審査請求日 平成17年1月25日(2005.1.25)</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町二丁目3番1号</p> <p>(74) 代理人 100127683 弁理士 根岸 裕一</p> <p>(74) 代理人 100121669 弁理士 本山 泰</p> <p>(72) 発明者 太田 厚 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内</p> <p>(72) 発明者 鬼沢 武 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送モード選択方法および無線通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)変調を用い、ひとつまたは複数種類の変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能であり、受信した無線周波数の信号をベースバンド信号に変換する受信回路と、前記受信回路から出力されるアナログの信号をサンプリングしてデジタル化するA/D変換回路と、前記A/D変換回路から出力される信号をもとにOFDMシンボルタイミングを推定する同期回路と、前記同期回路より指示されたタイミングで高速フーリエ変換処理を行うFFT処理回路と、プリアンブル信号に対する高速フーリエ変換結果より伝搬路の状況を推定するチャンネル推定回路と、OFDMシンボル毎に推定されたチャンネル推定結果をプリアンブルの複数OFDMシンボル区間で平均化する平均化処理回路と、チャンネル推定情報をもとに受信信号を判定する同期検波処理回路とを備えた無線通信装置において、

各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、この加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路とを備えたことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】

OFDM変調を用い、ひとつまたは複数種類の変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能であり、受信した無線周波数の信号をベースバンド信号に変換する受信回路と、前記受信回路から出力されるアナログの信号をサンプリングしてデジタル化するA/D変換回路と、前記A/D変換回路から出力される信号をもとにOFDMシンボルタイミングを推定する同期回路と、前記同期回路より指示されたタイミングで高速フーリエ変換処理を行うFFT処理回路と、プリアンブル信号に対する高速フーリエ変換結果より伝搬路の状況を推定するチャンネル推定回路と、OFDMシンボル毎に推定されたチャンネル推定結果をプリアンブルの複数OFDMシンボル区間で平均化する平均化処理回路と、チャンネル推定情報をもとに受信信号を判定する同期検波処理回路とを備えた無線通信装置において、

各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、前記対数値を2乗して全サブキャリアで総和をとる2乗和加算回路と、加算回路および2乗和加算回路からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路と、

前記加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、

この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路と

を備えたことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 3】

OFDM変調を用い、ひとつまたは複数種類の変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能であり、受信した無線周波数の信号をベースバンド信号に変換する受信回路と、前記受信回路から出力されるアナログの信号をサンプリングしてデジタル化するA/D変換回路と、前記A/D変換回路から出力される信号をもとにOFDMシンボルタイミングを推定する同期回路と、前記同期回路より指示されたタイミングで高速フーリエ変換処理を行うFFT処理回路と、プリアンブル信号に対する高速フーリエ変換結果より伝搬路の状況を推定するチャンネル推定回路と、OFDMシンボル毎に推定されたチャンネル推定結果をプリアンブルの複数OFDMシンボル区間で平均化する平均化処理回路と、チャンネル推定情報をもとに受信信号を判定する同期検波処理回路とを備えた無線通信装置において、

各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、複数のサブキャリア間で部分的に前記対数演算回路からの出力値を平均化する隣接サブキャリア間平均化回路と、

前記隣接サブキャリア間平均化回路からの出力値を2乗して全サブキャリアで総和をとる2乗和加算回路と、

加算回路および2乗和加算回路からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路と、

前記加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、

この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路とを備えたことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 4】

請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の無線通信装置を備えた無線局により構成されることを特徴とする無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 1 】

【 発明の属する技術分野 】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調を用いた無線通信システムに利用する。本発明は、伝送品質および効率を両立させながら通信を行う適応変調方式に関し、特に、伝送路の通信状態を速やかに精度良く推定するための技術に関する。また、特に、5 GHz 帯を用いた無線LANシステムであるHiSWANaシステムおよびIEEE 802.11aシステムなどに利用するに適する。

【 0 0 0 2 】

【 従来技術 】

複数の伝送モードを実装し、通信状況に応じて適応的に伝送モードを変更して通信を行うシステムとしては、5 GHz 帯を中心にARIB STD-T70標準準拠のHiSWANaシステム、ARIB STD-71標準準拠のIEEE 802.11aシステムなどがある。これらのシステムでは変調方式として符号化OFDM変調方式を用い、6 Mbps (BPSK R = 1/2) から54 Mbps (64QAM R = 3/4) までの複数の伝送モードをサポートしている。これらの伝送モードの選択方法に関しては、例えば特許文献1などが提案されている。

【 0 0 0 3 】

これらの方法によれば、伝送路の推定手順は図7に示すとおりである。図7において、既知のプリアンプル信号が入力されると(S101)、検出したタイミングを用いて受信したアナログ信号をサンプリングしてA/D変換を行う(S102)。既知のプリアンプル信号に対するサンプリングした値は高速フーリエ変換処理を行い(S103)、OFDM変調信号における複数のサブキャリアのチャンネル推定信号が収集される(S104)。伝送路推定を行う信号のOFDMシンボル数をM、OFDM信号のサブキャリア数をNとした場合に、第m番目のOFDMシンボルにて収集されたn番目のサブキャリアのチャンネル推定信号をS(n, m)とすると、Mシンボルのプリアンプル区間で収集された信号を式(1)に示すように平均化し、雑音成分を除去してn番目のサブキャリアのチャンネル推定信号C(n)を算出する(S105)。

【 数 1 】

$$C_{(n)} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M S_{(n,i)} \quad \dots (1)$$

【 0 0 0 4 】

プリアンプル信号以降に受信されたデータに関しては、S105で求めたサブキャリア毎のチャンネル推定信号をもとにチャンネル等化処理(同期検波処理)を行うとともに(S106)、平行して得られたS(n, m)、C(n)を用いて式(2)に示す情報pを算出するとともに(S107)、式(3)に示す情報fを算出する(S108)。

【 数 2 】

$$p = \frac{\sum_{n=1}^N |C_{(n)}|}{\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M |S_{(n,i)} - C_{(n)}|} \quad \dots (2)$$

$$f = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \left| |C_{(n)}| - |C_{(n+1)}| \right|}{\sum_{n=1}^N |C_{(n)}|} \quad \dots (3)$$

10

20

30

40

50

【 0 0 0 5 】

各受信端末は、ここで得られた f および p の組み合わせに対し、最適な伝送モードを与える最適伝送モード変換テーブル $F(f, p)$ を備え、これを参照して最適な伝送モードを取得する (S109)。取得された最適伝送モードは、次回に送信局側が送信を行う際の伝送モードの推奨値としてフィードバックする (S110)。

【 0 0 0 6 】

図8は、これらの処理を実現するための受信装置の機能ブロック図の例である。図8において、符号101はA/D変換回路、符号102は同期回路、符号103はFFT処理回路、符号104はチャンネル推定回路、符号105は平均化処理回路、符号106は同期検波処理回路、符号107は伝送路特性推定回路を表す。

10

【 0 0 0 7 】

まず、ベースバンド信号に変換された受信信号に対し、A/D変換回路101にてアナログ信号からデジタル信号に変換する。同期回路102にてプリアンブル信号を検出した場合に、OFDM信号のシンボルタイミングを判定し、この判定したタイミングをもとにFFT処理回路103にて高速フーリエ変換処理を行う。プリアンブル成分に対する高速フーリエ変換処理結果は、チャンネル推定回路104に入力され、OFDMシンボル毎のチャンネル推定情報 $S(n, m)$ を取得する。この情報は平均化処理回路105にてMシンボルのプリアンブルにわたり各サブキャリア毎に平均化し、平均化されたチャンネル推定情報 $C(n)$ を算出する。プリアンブルに続くデータに関しては、サブキャリア毎のチャンネル推定情報をもとに同期検波処理回路106にて同期検波処理を行い、受信データとして復調される。なお、チャンネル推定回路104からの出力情報 $S(n, m)$ 、および平均化処理回路105からの出力情報 $C(n)$ は伝送路特性推定回路107に入力され、 $S(n, m)$ および $C(n)$ をもとに最適な伝送モードを推定し、最適伝送モード情報として出力される。この情報は、次回のデータ送信時の使用伝送モードとして使用されたり、受信信号の送信元に対して次回のデータ送信時の使用伝送モードの要求値として通知されて利用される。

20

【 0 0 0 8 】

図9は、従来方式における伝送路特性推定回路の機能ブロック図を示す。これは、図8における伝送路特性推定回路107の内部的な構成例に相当する。図9において、符号111はシンボル間誤差加算回路、符号112は受信信号振幅加算回路、符号113はサブキャリア間差分加算回路、符号114はCNR推定回路、符号115は遅延分散推定回路、符号116は最適伝送モード変換テーブル、符号117は最適伝送モード判定回路を表す。

30

【 0 0 0 9 】

図8におけるチャンネル推定回路104からの出力情報 $S(n, m)$ 、および平均化処理回路105からの出力情報 $C(n)$ はシンボル間誤差加算回路に入力され、同一サブキャリア毎に、各シンボル間の $S(n, m)$ と平均値 $C(n)$ の誤差の絶対値を求め、これを全サブキャリアおよび全シンボルに対して加算して総和を求める。これは、式(2)の分母に相当し、伝送路の雑音量に相当する物理量を求めたことになる。

【 0 0 1 0 】

一方、受信信号振幅加算回路112では、 $C(n)$ の絶対値(即ち各サブキャリアの振幅)を全サブキャリアにわたって加算し総和を取り、式(2)の分子および式(3)の分母に相当する値を求める。これは、全体の受信信号強度に関連付けられた物理量に相当する。さらに、サブキャリア間差分加算回路113には $C(n)$ が入力され、 $C(n)$ の絶対値のサブキャリア間の差分を全サブキャリアにわたって加算し総和を求める。これは式(3)の分子に相当し、フェージングの影響で各サブキャリア間の振幅(または受信電力)がどの程度揺らいでいるかを表す物理量となる。これらの情報は、それぞれCNR推定回路114および遅延分散推定回路115に入力し、これらの比を求めることで式(2)および式(3)の p および f を求める。

40

【 0 0 1 1 】

50

これらの値は最適伝送モード判定回路 117 に入力され、最適伝送モード変換テーブル 116 を参照することにより最適伝送モードを判定し、最適伝送モード情報として出力する。

【0012】

以上の説明においては、最適伝送モードの推定に各サブキャリアの振幅情報、即ち $C(n)$ の絶対値の総和を用いていたが、各サブキャリアの振幅を 2 乗して、受信電力に換算した値を用いることも可能である。このようなバリエーションはいくつか考えられるが、基本的には $C(n)$ の絶対値に対する加減乗除の四則演算処理のみを用いている点が特徴としてあげられる。

【0013】

【特許文献 1】

特開 2001-103032 号公報

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

オフィス環境などを想定した無線 LAN システムにおいては、複数の伝送モードを適応的に切り替えながら複数のユーザと効率的に通信を行う。一般に、伝送速度の遅い伝送モードは伝送品質に優れ、伝送速度が速くなるに従い無線回線上の誤りが増加する。しかし逆に、伝送速度が遅くなるに従い伝送効率が低下することになるため、所要の伝送品質を満足する範囲で最大となる伝送速度が最適な伝送速度であり、そのような伝送速度を実現できる伝送モードが最適な伝送モードである。複数の伝送モードを適応的に利用する利点は、大別すると (a) 無線局間の距離に依存して受信電力が減衰することへの対応、(b) フェージングやシャドウイングなどにより時間的に変動する伝送品質への対応があげられる。

【0015】

(a) に関しては、時間的な変動はほとんどないため、ある程度の長時間の測定結果に基づいて運用することが可能である。しかし、ここで得られた最適な伝送モードも、(b) の効果により瞬時的に伝送品質が劣化する可能性がある。

【0016】

このような伝送品質の瞬時的な劣化は、再送制御により保証可能であるが、通常、再送の回数は有限であり、瞬時変動にตอบสนองして伝送モードを最適化できる前に再送回数の上限に達し、再送が打ち切られてしまう場合がある。この再送の打ち切りは、ユーザにおけるサービスの品質に大きく反映されるため、利用するアプリケーションによっては致命的になる可能性もある。この点を考慮し、ある程度の品質の瞬時劣化を見込み、目標とする伝送品質を高め設定して安全側の運用を行うことも可能である。しかし、これは伝送モードの伝送効率を落として運用することを意味するため、提供可能なスループットが低下するという問題がある。

【0017】

このように、瞬時的に伝送品質が大きく変動する可能性のある無線 LAN システムにおいて、適応的に伝送モードを変更するためには、瞬時の P E R (Packet Error Rate) 特性をより高精度に推定し、瞬時の P E R 特性を反映する形で伝送モードを選択する必要がある。

【0018】

ここで、一般に無線通信における信号の B E R (Bit Error Rate) 特性は、信号の受信強度に強く依存するが、B E R 特性を把握する際には、通常、信号強度そのままの値ではなく、対数化したデシベル (d B) 表示された値を用いる。O F D M 変調方式に用いる無線 LAN システムにおいては、全体の P E R (Packet Error Rate) 特性は各サブキャリアの B E R 特性の重ね合わせである。ひとつの例として、雑音強度を一定と仮定し、C N R (Carrier Noise Ratio) = 25 d B のサブキャリアと C N R = 5 d B のサブキャリアを組み合わせた信号の伝送特性を考えてみる。それぞれの C N R は 20 d B 異なり、信号強度に換算すれば 100 対 1 の比率にある。そのまま平均を取ると平均 C N R は C N R = 25 d B

10

20

30

40

50

の信号強度を約半分にした値、つまり $CNR = 22 \text{ dB}$ の信号と理解される。しかし、 $CNR = 25 \text{ dB}$ の信号は良好な BER 特性を示すものの、 $CNR = 5 \text{ dB}$ の信号の BER 特性は非常に劣悪であり、その組み合わせである全体の特性は $CNR = 22 \text{ dB}$ の信号の BER 特性とはかけ離れている。多少乱暴な言い方をすれば、この場合の特性はデシベル表示値の平均値（すなわち $CNR = 15 \text{ dB}$ ）の方がむしろ実際の特性には近い。この差はサブキャリア数の増加に伴い強調されることが予想され、IEEE 802.11a システム、HiSWANa システムなどの様に 52 サブキャリアを用いるシステムでは PER 特性の推定精度が落ちることが予想される。

【0019】

本発明は、このような背景に行われたものであって、本発明の目的は、瞬時の PER 特性を、プリアンブルなどのわずかな領域（あるいは少ないサンプル）から精度良く推定することができる伝送モード選択方法および無線通信装置および無線通信システムを提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】

本発明の第一の観点は、OFDM 変調を用い、変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能な複数の無線局より構成される無線通信システムに適用される伝送モード選択方法である。

【0021】

ここで、本発明の特徴とするところは、送信されるデータパケットまたは制御情報の先頭に付与される既知のプリアンブル信号を受信することにより各サブキャリア毎の振幅または各サブキャリア毎の受信信号強度を検出するステップと、前記振幅または受信信号強度に対する対数値を求めるステップと、この対数値の全サブキャリアに対する総和を求めるステップと、所定の変換テーブルを参照して前記振幅あるいは受信信号強度の全サブキャリアでの平均値またはこの線サブキャリアに対する総和をサブキャリア数で除算した平均値を特性評価指標として最適な伝送モードを選択するステップと、通信の相手局との前回の通信時に受信されたプリアンブル信号により得られた前記特性評価指標に対して前記変換テーブルを参照して最適な伝送モードを選択するステップと、前記通信の相手局との次回の通信時にこの選択された伝送モードを用いてデータパケットまたは制御情報の送信を行うステップとを実行するところにある。

【0022】

あるいは、本発明の伝送モード選択方法は、送信されるデータパケットまたは制御情報の先頭に付与される既知のプリアンブル信号を受信することにより各サブキャリア毎の振幅または各サブキャリア毎の受信信号強度を検出するステップと、前記振幅または受信信号強度に対する対数値を求めるステップと、この対数値の全サブキャリアに対する総和を求めるステップと、所定の変換テーブルを参照して前記振幅あるいは受信信号強度の全サブキャリアでの平均値またはこの全サブキャリアに対する総和をサブキャリア数で除算した平均値を特性評価指標として最適な伝送モードを選択するステップと、通信の相手局との前回の通信時に受信されたプリアンブル信号により得られた前記特性評価指標に対して前記変換テーブルを参照して最適な伝送モードを選択するステップと、前記通信の相手局に対して次回の通信時にはこの選択された伝送モードを用いてデータパケットの送信を行うことを要求するステップと、通信の相手局より最適な伝送モードの要求があった場合にはこの伝送モードを用いてデータパケットまたは制御情報の送信を行うステップとを実行することを特徴とする。

【0023】

このように、本発明は、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値を求め、その結果、各サブキャリアの振幅または受信信号強度の総和あるいは総和をサブキャリア数で除算した平均値をそのまま用いて最適伝送モードを推定する代わりに、それぞれの対数値を平均化した値を用いて最適伝送モードを推定することにより、推定精度を高めることを特徴とする。

10

20

30

40

50

【0024】

さらに、各サブキャリアの振幅または受信信号強度の総和をサブキャリア数で除算してサブキャリアの平均振幅または平均受信信号強度を求めるステップと、各サブキャリアの振幅の対数値と前記平均振幅との差分の標準偏差またはこの標準偏差と比例関係にある物理量あるいは各サブキャリアの受信信号強度の対数値と前記平均受信信号強度との差分の標準偏差またはこの標準偏差と比例関係にある物理量を算出するステップを実行し、最適な伝送モードを選択するステップとして、所定の変換テーブルを参照して前記平均振幅あるいは平均受信信号強度とその標準偏差またはこれと比例関係にある物理量との組み合わせにて表される特性評価指標に対して最適な伝送モードを選択するステップを実行することもできる。これにより、最適伝送モードの推定に、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を併せて用いることもできる。

10

【0025】

さらに、測定された各サブキャリアの振幅の対数値または各サブキャリア毎の信号受信強度の対数値を連続した $N(N-2)$ 個のサブキャリア間で部分平均化するステップを実行し、前記標準偏差またはこの標準偏差と比例関係にある物理量を算出する際に用いる各サブキャリアの振幅の対数値または各サブキャリアの受信信号強度の対数値の代わりに前記 N 個のサブキャリア間で部分平均化した振幅の対数値または受信強度の対数値を用いることもできる。これにより、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を求める際に、隣接した複数のサブキャリア間で平均化することもできる。

【0026】

あるいは、測定された各サブキャリアの振幅の対数値または各サブキャリア毎の信号受信強度の対数値をインタリーブにおいてデータの書込み方向にて連続した $N(N-2)$ 個のサブキャリア間で部分平均化するステップを実行し、前記標準偏差またはこの標準偏差と比例関係にある物理量を算出する際に用いる各サブキャリアの振幅の対数値または各サブキャリアの受信信号強度の対数値の代わりに前記 N 個のサブキャリア間で部分平均化した振幅の対数値または受信強度の対数値を用いることもできる。これにより、隣接した複数のサブキャリア間での平均化において、インタリーブにおけるデータの書込方向の順番において連続するサブキャリア間で平均化することもできる。

20

【0027】

なお、上記説明で「標準偏差またはこの標準偏差と比例関係にある物理量を算出する」という表現の意図するところは、上記説明における算出対象を標準偏差に限定しないことを述べているものであり、例えば「標準偏差」を2乗すると「分散」が得られるが、これは「標準偏差と比例関係にある物理量」になるので、算出対象はこの「分散」でもよいことを意味する。このように、上記説明における算出対象は、標準偏差と比例関係にある様々な物理量であることができる。

30

【0028】

以上は、最適伝送モードの推定精度をさらに高めるために、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数平均値に加え、さらなる情報を利用するためのものである。

【0029】

一方、本発明の伝送モード選択方法を実現する本発明の無線通信装置は、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路を備えていることを特徴とする。

40

【0030】

すなわち、本発明の第二の観点では、OFDM変調を用い、ひとつまたは複数種類の変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能であり、受信した無線周波数の信号をベースバンド信号に変換する受信回路と、前記受信回路から出力されるアナログの信号をサンプリングしてデジタル化するA/D変換回路と、前記A/D変換回路から出力される信号をもとにOFDMシンボルタイミングを推定する同期回路と、前記同期回路より指示されたタイミングで高速フーリエ変換処理を行うFFT処理回路と、プリアンブル信号に対する高速フーリエ変換結果より伝搬路の状況

50

を推定するチャネル推定回路と、OFDMシンボル毎に推定されたチャネル推定結果をプリアンプルの複数OFDMシンボル区間で平均化する平均化処理回路と、チャネル推定情報をもとに受信信号を判定する同期検波処理回路とを備えた無線通信装置である。

【0031】

ここで、本発明の特徴とするところは、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、この加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンプルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路とを備えたところにある。

10

【0032】

このように、本発明は、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値を求め、その結果、各サブキャリアの振幅または受信信号強度をそのまま平均化した値を用いて最適伝送モードを推定する代わりに、それぞれの対数値を平均化した値を用いて最適伝送モードを推定することにより、推定精度を高めることを特徴とする。

【0033】

あるいは、前記対数値を2乗して全サブキャリアで総和をとる2乗和加算回路と、加算回路および2乗和加算回路からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路と、総和または総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルとを組み合わせることもできる。これにより、最適伝送モードの推定に、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を併せて用いることもできる。

20

【0034】

すなわち、本発明の無線通信装置の特徴とするところは、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、前記対数値を2乗して全サブキャリアで総和をとる2乗和加算回路と、加算回路および2乗和加算回路からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路と、前記加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンプルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路とを備えたことを特徴とする。

30

【0035】

あるいは、複数のサブキャリア間で部分的に前記対数演算回路からの出力値を平均化する隣接サブキャリア間平均化回路を備えることもできる。すなわち、本発明の無線通信装置は、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路と、複数のサブキャリア間で部分的に前記対数演算回路からの出力値を平均化する隣接サブキャリア間平均化回路と、前記隣接サブキャリア間平均化回路からの出力値を2乗して全サブキャリアで総和をとる2乗和加算回路と、加算回路および2乗和加算回路からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路と、前記加算回路により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブルと、この最適伝送モード変換テーブルを参照して受信プリアンプルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路とを備えたことを特徴とする。

40

【0036】

これにより、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を求める際に、隣接した複数のサブキャリア間で平均化することもできる。あるいは、隣接した複数のサブキャリア間での平均化において、インタリーブにおけるデータの書込方向の順番において連続するサブキャリア間で平均化することもできる。

【0037】

本発明の第三の観点では、本発明の無線通信装置を備えた無線局により構成されることを特

50

徴とする無線通信システムである。

【0038】

このように本発明の伝送モード選択方法または無線通信装置を用いることにより、瞬時のPER特性を、プリアンブルなどのわずかな領域（あるいは少ないサンプル）から精度良く推定することができる無線通信を実現する本発明の無線通信システムを構成することができる。

【0039】

【発明の実施の形態】

本発明実施例を図1ないし図6を参照して説明する。

【0040】

（第一実施例）

図1は第一実施例における伝送路の推定手順を示す図である。図1において、既知のプリアンブル信号が入力されると（S1）、検出したタイミングを用いて受信したアナログ信号をサンプリングしてA/D変換を行う（S2）。既知のプリアンブル信号に対するサンプリングした値に高速フーリエ変換処理を行い（S3）、OFDM変調信号における複数のサブキャリアのチャンネル推定信号が収集される（S4）。伝送路推定を行う信号のOFDMシンボル数をM、OFDM信号のサブキャリア数をNとした場合に、第m番目のOFDMシンボルにて収集されたn番目のサブキャリアのチャンネル推定信号を $S(n, m)$ とすると、Mシンボルのプリアンブル区間で収集された信号を式(1)に示すように平均化し、雑音成分を除去してn番目のサブキャリアのチャンネル推定信号 $C(n)$ を算出する（S5）。プリアンブル信号以降に受信されたデータに関しては、S5で求めたサブキャリア毎のチャンネル推定信号をもとにチャンネル等化処理（同期検波処理）を行う（S6）。これと平行して、得られた $C(n)$ に対しては各キャリア毎に対数化処理を行う（S7）。さらに、この値を用いて式(4)に示す情報 P_R を算出する（S8）。

【数3】

$$p_R = \sum_{n=1}^N \text{Log} \left| C_{(n)} \right| \quad \dots (4)$$

【0041】

各受信端末は、ここで得られた P_R に対し、最適な伝送モードを与える最適伝送モード変換テーブル $F(P_R)$ を備え、これを参照して最適な伝送モードを取得する（S9）。取得された最適伝送モードは、次回に送信局側が送信を行う際の伝送モードの推奨値としてフィードバックする（S10）。ここで、対数化した値を平均化する処理は、物理的には複数の値の相乗平均を求めることに相当し、この点が従来方式における相加平均を求める手順とは異なっている。なお、同図は、伝送路の特性を推定するための情報として、式(4)に示す情報 P_R を用いる場合を例に取り示したものである。これは本願の請求項1の記載に対応する。

【0042】

また、HiSWANaシステムなどでは、受信した信号の送信元に対して次回にデータ送信する際に用いる伝送モードを要求することが可能である。この場合には、図1のS10において、自局の次回送信時の伝送モードをS9で推定したモードに設定する代わりに、受信したデータの送信元に対して次回に要求する伝送モードの要求値としてS9で推定した最適伝送モードを設定することも可能である。これは本願の請求項2の記載に対応する。

【0043】

従来方式においては、伝送路の特性を推定するために、式(2)で表されるPに加えて、式(3)で表されるfを用いていた。特性判断のためには、複数の情報から総合的に判断することが望ましく、 P_R に加えてその他の情報を利用することが効果的である。この情報としては、式(5)で表される f_R などが利用可能である。

【数4】

10

20

30

40

50

$$f_R = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ \text{Log} \left| C_{(n)} \right| \right\}^2 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{Log} \left| C_{(n)} \right| \right\}^2} \quad (5)$$

【 0 0 4 4 】

(第二実施例)

図2は、第二実施例における伝送路の推定手順を示す図である。図2において、S1～S7の処理は第一実施例、すなわち図1と同様である。S7においてC(n)に対して各サブキャリア毎に対数化処理を行った後、同様にこの値を用いて式(5)に示す情報f_Rを算出する(S12)。各受信端末は、ここで得られたf_RおよびP_Rに対し、最適な伝送モードを与える最適伝送モード変換テーブルF(f_R, P_R)を備え、これを参照して最適な伝送モードを取得する(S13)。取得された最適伝送モードは、次回に送信局側が送信を行う際の伝送モードの推奨値としてフィードバックする(S10)。これは本願の請求項1とこれに従属する請求項3の記載に対応する。

10

【 0 0 4 5 】

第一実施例の場合と同様に、図2のS10において、自局の次回送信時の伝送モードをS13で推定したモードに設定する代わりに、受信したデータの送信元に対して次回に要求する伝送モードの要求値としてS13で推定した最適伝送モードを設定することも可能である。これは本願の請求項2とこれに従属する請求項3の記載に対応する。

【 0 0 4 6 】

先に例示したIEEE802.11aシステム、HiSWANaシステムなどでは、誤り訂正方式として畳み込み符号化/ビタビ復号を用いている。このような誤り訂正処理を行う場合には、特定のサブキャリアのBER特性が劣化し、あるビットに符号誤りが発生したとしても、そのビットに前後するビット列が正しい値を示す場合には、符号の誤りを訂正することが可能である。つまり、ある特定のサブキャリアのBER特性そのものよりも、その前後につながるサブキャリア間で平均化したBER特性が、実際の特性をより反映している場合がある。そこで、第二の実施例における処理S12の式(5)を求める演算処理の代わりに、式(6)および式(7)を用いることも有効である。

20

【 数 5 】

$$f_R = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| A_{(n)} \right|^2 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| A_{(n)} \right| \right\}^2} \cdot \cdot \cdot \quad (6)$$

30

$$A_{(n)} = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=-k}^k \text{Log} \left| C_{(n+i)} \right| \cdot \cdot \cdot \quad (7)$$

【 0 0 4 7 】

ここで、式(7)のkは、平均化を行う隣接サブキャリアの範囲であり、前後k個のサブキャリア(つまり2k+1個のサブキャリア)で平均化をすることを意味する。これは本願の請求項4の記載に対応する。

40

【 0 0 4 8 】

また、畳み込み符号化/ビタビ復号などはバースト的な誤りよりもランダムな誤りに対する訂正力が高いため、一般には実データ列と送信データ列の順番を入れ替え攪拌するインタリーブ処理を併用することが多い。OFDM変調方式を用いる場合には、連続したサブキャリア間では誤りの相関が強く、サブキャリアの並び方と実データの送信順序を攪拌することが有効である。

【 0 0 4 9 】

図3は、OFDM変調方式を用いる場合のインタリーブ処理を示す図である。図3において、各丸印はデータの情報ビットを表し、その中に送信に用いるサブキャリアの番号(f1～f48)を示している。ここでは例として、サブキャリア数を48、インタリーブを

50

6 × 8 のサイズで行う場合を例示している。データの送信としては、実ビット列 { B 1 , B 2 , B 3 , ... } に対しビット B 1 をサブキャリア f 1 で、ビット B 2 をサブキャリア f 7 で、ビット B 3 をサブキャリア f 3 で、...、ビット B 8 をサブキャリア f 4 3 で、ビット B 9 をサブキャリア f 2 で、ビット B 1 0 をサブキャリア f 8 で、...、ビット B 4 7 をサブキャリア f 4 2 で、ビット B 4 8 をサブキャリア f 4 8 で送信する。

【 0 0 5 0 】

Q P S K、1 6 Q A M などの多値変調を行う場合には、ひとつのサブキャリアで 1 O F D M シンボル当たり複数ビット伝送することが可能であり、上記の対応を拡張する必要もあるが、基本的にはこの様にしてビット誤りのランダム化を行っている。

【 0 0 5 1 】

式 (6) では、隣接するサブキャリア間での平均化処理を行っていたが、図 3 においてはサブキャリア f 7 とデータビット列的に隣接しているのは f 1 と f 1 3 であり、これらの並び替えを意識した平均化処理が必要になる。具体的にはインタリーブの深さを L とするならば、式 (7) は式 (8) の様に拡張される。これは本願の請求項 5 の記載に対応する。

【 数 6 】

$$A_{(n)} = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=-k}^k \text{Log} \left| C_{(n+L \times i)} \right| \dots (8)$$

【 0 0 5 2 】

(第三実施例)

第三実施例は、第一および第二実施例で示した伝送モード選択方法を実現する無線通信装置の実施例である。本実施例の無線通信装置の構成は基本的に図 8 で示したものと同じである。したがって、図 8 における伝搬路特性推定回路 1 0 7 の構成、すなわち図 9 に示した機能ブロックを変更することにより本発明は実現される。

【 0 0 5 3 】

図 4 ~ 図 6 に、本実施例における伝送路特性推定回路の機能ブロック図を示す。図 4 ~ 図 6 において、符号 1 は対数演算回路、符号 2 は加算回路、符号 3 は隣接サブキャリア間平均化回路、符号 4 は 2 乗和加算回路、符号 5 は相乗平均 C N R 算出回路、符号 6 は標準偏差算出回路、符号 7 は最適伝送モード変換テーブル、符号 8 は最適伝送モード判定回路を表す。

【 0 0 5 4 】

図 8 における平均化処理回路 1 0 5 からの出力情報 C (n) は、対数演算回路 1 に入力され、L o g (| C (n) |) の値が加算回路 2 および隣接サブキャリア間平均化回路 3 に入力される。加算回路 2 では全てのサブキャリアにわたり L o g (| C (n) |) の値の総和を取り、この値を相乗平均 C N R 算出回路 5 および標準偏差算出回路 6 に入力する。

【 0 0 5 5 】

一方、隣接サブキャリア間平均化回路 3 では隣接サブキャリア間での L o g (| C (n) |) の平均化処理を行う。例えば、隣接サブキャリアのみであれば、以降の処理において L o g (| C (n) |) の値の代わりに { L o g (| C (n - 1) |) , L o g (| C (n) |) , L o g (| C (n + 1) |) } の平均値が用いられる。平均化処理は必ずしも隣接サブキャリア間のみで行う必要はなく、平均化の範囲を次隣接まで、すなわち { L o g (| C (n - 2) |) , L o g (| C (n - 1) |) , L o g (| C (n) |) , L o g (| C (n + 1) |) , L o g (| C (n + 2) |) } に拡張したり、次々隣接サブキャリアやそれ以上の範囲にわたって平均化を行っても構わない。この隣接サブキャリア間で平均化された情報は 2 乗和加算回路 4 に入力され、各値の 2 乗値の全サブキャリアにわたる総和を求め、標準偏差算出回路 6 に入力する。

【 0 0 5 6 】

標準偏差算出回路では、加算回路 2 からの L o g (| C (n) |) および 2 乗和加算回路 4 からの { L o g (| C (n) |) }² を用いて、隣接サブキャリア間で平均化され

10

20

30

40

50

た各サブキャリア間の振幅の揺らぎの程度を示す標準偏差を求める。

【 0 0 5 7 】

また、相乗平均 C N R 算出回路 5 では、加算回路 2 からの $\text{Log}(|C(n)|)$ をサブキャリア数で割り、サブキャリア当たりの振幅または受信電力と比例関係にある物理量の相乗平均値を求める。

【 0 0 5 8 】

それぞれの求められた情報は、最適伝送モード判定回路 8 に入力される。最適伝送モード判定回路 8 は、最適伝送モード変換テーブル 7 を参照することにより最適伝送モードを判定し、最適伝送モード情報として出力する。

【 0 0 5 9 】

図 4 で説明した伝送路特性推定回路の機能ブロック図は、本願の請求項 4 の記載における伝送モード選択方法を実現するものであり、本願の請求項 8 の記載に対応するものである。すなわち、本実施例は、OFDM 変調を用い、ひとつまたは複数種類の変調方式および誤り訂正の符号化率を組み合わせた伝送速度の異なる複数の伝送モードを適用可能であり、図 8 に示すように、受信した無線周波数の信号をベースバンド信号に変換する受信回路（図示省略）と、前記受信回路から出力されるアナログの信号（受信信号）をサンプリングしてデジタル化する A/D 変換回路 101 と、A/D 変換回路 101 から出力される信号をもとに OFDM シンボルタイミングを推定する同期回路 102 と、同期回路 102 より指示されたタイミングで高速フーリエ変換処理を行う FFT 処理回路 103 と、プリアンブル信号に対する高速フーリエ変換結果より伝搬路の状況を推定するチャンネル推定回路 104 と、OFDM シンボル毎に推定されたチャンネル推定結果をプリアンブルの複数 OFDM シンボル区間で平均化する平均化処理回路 105 と、チャンネル推定情報をもとに受信信号を判定する同期検波処理回路 106 とを備えた無線通信装置である。

【 0 0 6 0 】

ここで、本実施例の特徴とするところは、伝送路特性推定回路 107 の図 4 に示す内部構成であって、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路 1 と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路 2 と、複数のサブキャリア間で部分的に対数演算回路 1 からの出力値を平均化する隣接サブキャリア間平均化回路 3 と、隣接サブキャリア間平均化回路 3 からの出力値を 2 乗して全サブキャリアで総和をとる 2 乗和加算回路 4 と、加算回路 2 および 2 乗和加算回路 4 からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路 6 と、加算回路 2 により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブル 7 と、この最適伝送モード変換テーブル 7 を参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路 8 とを備えたところにある。

【 0 0 6 1 】

この説明において、相乗平均 C N R 算出回路 5 は、加算回路 2 により演算された総和をキャリア数で平均化した値を算出して最適伝送モード判定回路 8 に与えるための回路である。また、相乗平均 C N R 算出回路 5 を省略し加算回路 2 より演算された総和をそのまま最適モード判定回路 8 に入力して用いることもできる。

【 0 0 6 2 】

これにより、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を求める際に、隣接した複数のサブキャリア間で平均化することもできる。さらに、符号誤りを複数のサブキャリア間でランダム化するために、インタリーブ処理を行っているシステムにおいては、隣接サブキャリア間平均化回路 3 での処理を $\{\text{Log}(|C(n-1)|), \text{Log}(|C(n)|), \text{Log}(|C(n+1)|)\}$ の平均値算出とする代わりに、例えば図 3 のインタリーブを仮定するならば、サブキャリア f_7 と隣接するサブキャリアが f_1 と f_3 であるように、 $\{\text{Log}(|C(n-6)|), \text{Log}(|C(n)|), \text{Log}(|C(n+6)|)\}$ と修正することができる。この修正を行った場合には、図 4 は、本願の請求項 5 の記載における伝送モード選択方法を実現するものである。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 3 】

図 4 において、隣接サブキャリア間平均化回路 3 を省略すると、これは本願の請求項 3 の記載における伝送モード選択方法を実現するものであり、本願の請求項 7 の記載に対応するものである。すなわち、本実施例の無線通信装置の特徴とするところは、伝送路特性推定回路 107 の図 5 に示す内部構成であって、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路 1 と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路 2 と、前記対数値を 2 乗して全サブキャリアで総和をとる 2 乗和加算回路 4 と、加算回路 2 および 2 乗和加算回路 4 からの情報をもとに標準偏差を求める標準偏差算出回路 6 と、加算回路 2 により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と前記標準偏差の組み合わせと最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブル 7 と、この最適伝送モード変換テーブル 7 を参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路 8 とを備えたところにある。これにより、最適伝送モードの推定に、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値の標準偏差を併せて用いることもできる。

10

【 0 0 6 4 】

図 4 において、隣接サブキャリア間平均化回路 3 および 2 乗和加算回路 4 および標準偏差算出回路 6 を省略すると、これは本願の請求項 1 および 2 の記載における伝送モード選択方法を実現するものであり、本願の請求項 6 の記載に対応するものである。すなわち、本実施例の無線通信装置の特徴とするところは、伝送路特性推定回路 107 の図 6 に示す内部構成であって、各サブキャリアに対する振幅または受信信号強度の対数値を求める対数演算回路 1 と、この対数値を全サブキャリアで総和をとる加算回路 2 と、この加算回路 2 により演算された総和またはこの総和をサブキャリア数で平均化した値と最適伝送モードの対応を記録した最適伝送モード変換テーブル 7 と、この最適伝送モード変換テーブル 7 を参照して受信プリアンブルから最適伝送モードを判定する最適伝送モード判定回路 8 とを備えたところにある。

20

【 0 0 6 5 】

このように、図 6 に示す伝送路特性推定回路 107 によれば、各サブキャリアの振幅または受信信号強度に対する対数値を求め、その結果、各サブキャリアの振幅または受信信号強度の総和あるいは総和をサブキャリア数で除算した平均値をそのまま用いて最適伝送モードを推定する代わりに、それぞれの対数値を平均化した値を用いて最適伝送モードを推定することにより、推定精度を高めることを特徴とする。

30

【 0 0 6 6 】

なお、サブキャリアの中には、データ情報を含まない制御用のパイロット信号が含まれる可能性もあるが、本発明の実施例の全ての説明においては、これらのサブキャリアを除外したサブキャリアに対して f_1 、 f_2 、... の様に番号付けを行って説明している。これらのサブキャリアも含めて通し番号をつける場合には、各図の説明において、サブキャリアの番号 n に適宜オフセットを加えて理解する必要があるが、本実施例においてはこれを省略する。

【 0 0 6 7 】

また、図 4 における対数演算回路 1 は $\text{Log}(|C(n)|)$ の演算機能を備えた回路を想定していたが、実際にはある程度の誤差を許容して、内部的に $|C(n)| \cdot \text{Log}(|C(n)|)$ の換算を行う対数値変換テーブルを用いて処理を簡略化することもできる。

40

【 0 0 6 8 】

【 発明の効果 】

以上説明したように、本発明によれば、瞬時の PER 特性を、プリアンブルなどのわずかな領域（あるいは少ないサンプル）から精度良く推定することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 第一実施例の伝送路の推定手順を示す図。

【 図 2 】 第二実施例の伝送路の推定手順を示す図。

50

【図3】OFDM変調方式を用いる場合のインタリーブ処理の例を示す図。

【図4】本実施例の最適モード推定回路の機能ブロック図（請求項4、5、8に対応）。

【図5】本実施例の最適モード推定回路の機能ブロック図（請求項3、7に対応）。

【図6】本実施例の最適モード推定回路の機能ブロック図（請求項1、2、6に対応）。

【図7】従来方式の伝送路の推定手順を示す図。

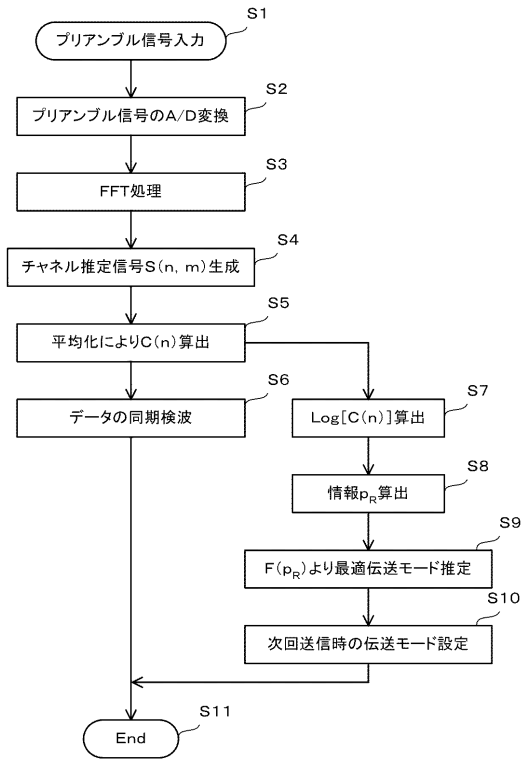
【図8】従来方式における受信装置の機能ブロック図。

【図9】従来方式における最適伝送モード推定回路の機能ブロック図。

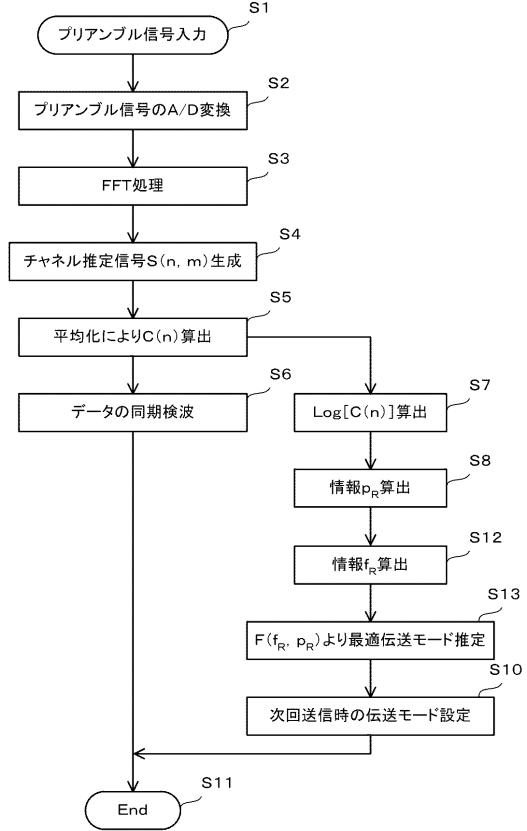
【符号の説明】

1	対数演算回路	
2	加算回路	10
3	隣接サブキャリア間平均化回路	
4	2乗和加算回路	
5	相乗平均CNR算出回路	
6	標準偏差算出回路	
7	最適伝送モード変換テーブル	
8	最適伝送モード判定回路	
101	A/D変換回路	
102	同期回路	
103	FFT処理回路	
104	チャンネル推定回路	20
105	平均化処理回路	
106	同期検波処理回路	
107	伝送路特性推定回路	
111	シンボル間誤差加算回路	
112	受信信号振幅加算回路	
113	サブキャリア間差分加算回路	
114	CNR推定回路	
115	遅延分散推定回路	
116	最適伝送モード変換テーブル	
117	最適伝送モード判定回路	30

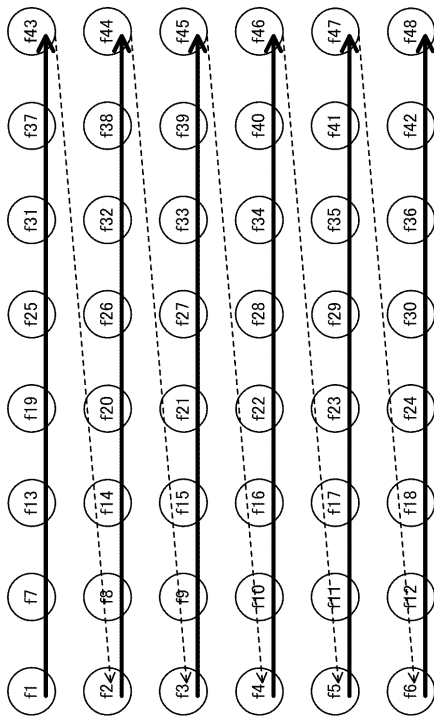
【 図 1 】



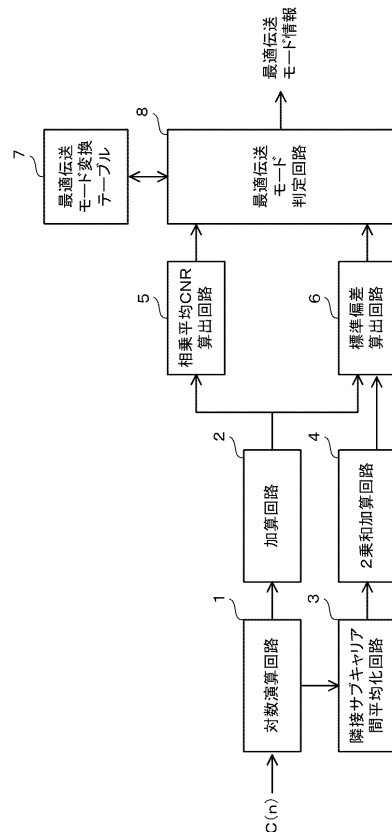
【 図 2 】



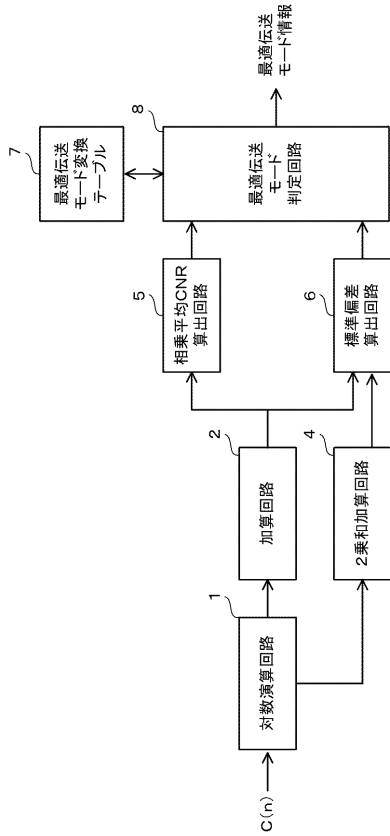
【 図 3 】



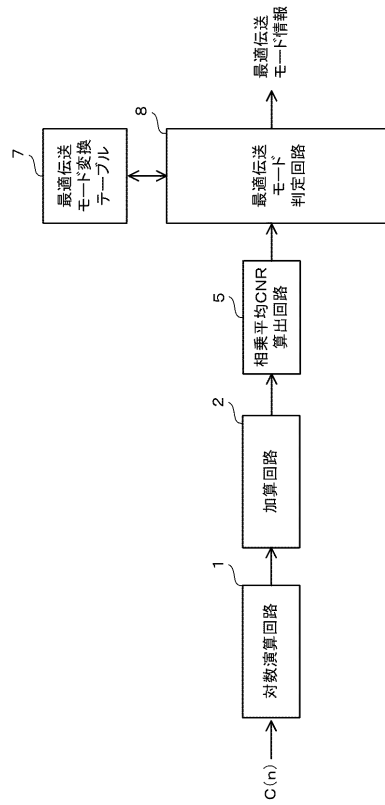
【 図 4 】



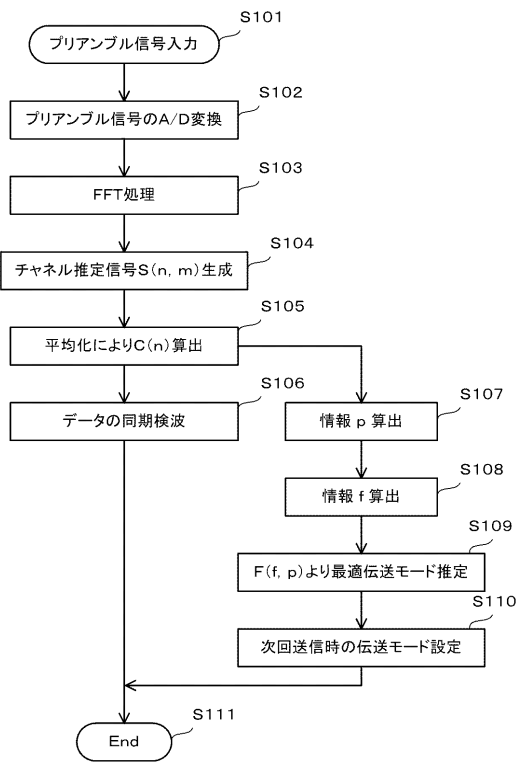
【 図 5 】



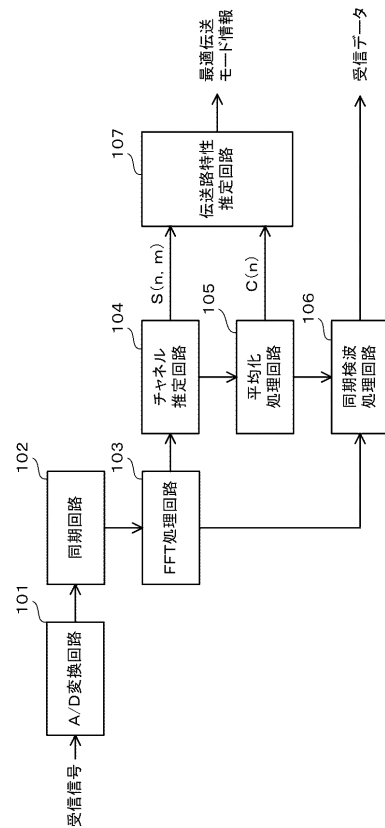
【 図 6 】



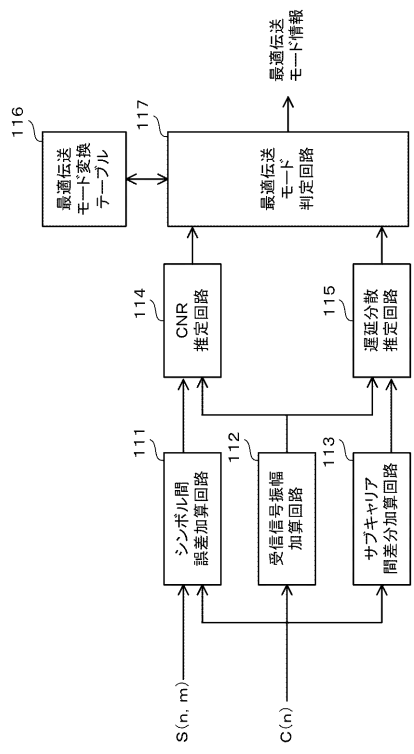
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(72)発明者 相河 聡

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開2002-271294(JP,A)

特開平11-262055(JP,A)

特開平11-163823(JP,A)

特開2000-078057(JP,A)

特開2001-086010(JP,A)

特開2002-261726(JP,A)

特開平11-298378(JP,A)

特開平08-084105(JP,A)

特開2001-103032(JP,A)

特開2000-324081(JP,A)

特開2002-198930(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00