

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第4872010号
(P4872010)

(45) 発行日 平成24年2月8日(2012.2.8)

(24) 登録日 平成23年11月25日(2011.11.25)

(51) Int.Cl.
H04J 11/00 (2006.01)

F I
H04J 11/00 Z

請求項の数 3 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2010-156826 (P2010-156826)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成22年7月9日 (2010.7.9)		パナソニック株式会社
(62) 分割の表示	特願2009-235116 (P2009-235116) の分割		大阪府門真市大字門真1006番地
原出願日	平成16年7月30日 (2004.7.30)	(74) 代理人	100105050 弁理士 鷺田 公一
(65) 公開番号	特開2010-252392 (P2010-252392A)	(72) 発明者	程 俊
(43) 公開日	平成22年11月4日 (2010.11.4)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニック株式会社内
審査請求日	平成22年7月9日 (2010.7.9)	(72) 発明者	三好 憲一
(31) 優先権主張番号	特願2003-284509 (P2003-284509)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニック株式会社内
(32) 優先日	平成15年7月31日 (2003.7.31)		
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		
		審査官	岡 裕之
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置および通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

S N Rに関する情報を受信する受信装置であって、
周波数方向に配置された複数のサブキャリアを対象として算出された、平均 S N R 以下の瞬時 S N R の周波数方向の分散値に関する情報と、前記複数のサブキャリアを対象として算出された、S N R の周波数方向の平均に関する情報とを受信する受信部と、
平均 S N R 以下の瞬時 S N R の周波数方向の分散値に関する前記情報と、S N R の周波数方向の平均に関する前記情報とを用いて送信を制御する送信制御部と、
を有する受信装置。

【請求項2】

前記 S N R とはパイロット信号の S N R である、
請求項1記載の受信装置。

【請求項3】

周波数方向に配置された複数のサブキャリアを対象として算出された、平均 S N R 以下の瞬時 S N R の周波数方向の分散値に関する情報と、前記複数のサブキャリアを対象として算出された、S N R の周波数方向の平均に関する情報とを受信し、
平均 S N R 以下の瞬時 S N R の周波数方向の分散値に関する前記情報と、S N R の周波数方向の平均に関する前記情報とを用いて送信を制御する、
通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信装置および通信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

適応変調が行われる通信システムでは、時々刻々変化する伝送路特性に基づいて最適な変調方式が選択される。伝送路特性に基づいて所望の誤り率（例えば、PER: Packet Error Rate = 1%）を満たすことができる最も高速な変調方式を選択することで、高速なデータ通信を行うことができる。例えば、適応変調が下り回線に適用された場合は、データ受信側の移動局で測定された伝送路特性がデータ送信側の基地局に通知され、基地局は、この通知された現在の伝送路特性に最適な変調方式を選択して移動局へデータを送信する。

10

【0003】

このような適応変調が行われる通信システムにおいて、伝送路特性を示す値として最も一般的に使用されているのは、データ受信側で測定された平均SNR（Signal to Noise Ratio）である。また、変調方式の選択の精度を高めるために、平均SNRにさらに遅延スプレッドも考慮して変調方式を選択する方法も提案されている（例えば、非特許文献1：従来例1）。また、OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）システムのようなマルチキャリア通信システムにおいては、平均SNRと隣接サブキャリア間での伝送路特性の変動とに基づいて変調方式を選択する方法も提案されている（例えば、特許文献1：従来例2）。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2001-103032号公報

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】松岡、上、三瓶、森永：「シンボルレート・変調多値数可変適応変調方式の伝送特性解析」，信学技報 TECHNICAL REPORT OF IEICE. RCS94-64 (1994-09), pp.31-36

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ここで、適応変調がマルチキャリア通信システムに適用された場合、適応変調はサブキャリア毎に行われる。よって、データ受信側では、伝送路特性を示す値をサブキャリア毎にデータ送信側に報告する必要がある。

【0007】

例えば、基地局がサブキャリア毎の下り回線の伝送路特性に基づいて複数の移動局の各々に互いに異なるサブキャリアを割り当てる周波数スケジューリングが行われるような移動体通信システムにおいては、複数の移動局すべてがサブキャリア毎の伝送路特性を基地局に報告するため、上り回線のトラヒック量が非常に多くなってしまう。これを解決するために、複数のサブキャリアをいくつかのブロックに分け（サブキャリアのブロック化）、ブロック単位で周波数スケジューリングを行うことが提案されている。このようにすれば、各移動局は伝送路特性をブロック毎に報告すれば済むため、サブキャリア毎に報告する場合に比べ、上り回線のトラヒック量を大幅に削減することができる。このようなサブキャリアのブロック化が行われる通信システムに適応変調が適用される場合は、同じブロックに属するすべてのサブキャリアが同じ変調方式で変調される。

40

【0008】

ところが、上記従来例では、サブキャリアのブロック化が行われる通信システムで適応変調が行われる場合、以下の理由により最適な変調方式の選択が正しく行えないという問

50

題がある。

【 0 0 0 9 】

例えば、上記従来例 1 の遅延スプレッドは全帯域の伝送路特性の変動を示すものである
ので、サブキャリアがブロック化された場合、上記従来例 1 の遅延スプレッドでは、各ブ
ロックの狭帯域の伝搬路特性の変動を示すことはできない。このため、サブキャリアのブ
ロック化が行われる場合に最適な変調方式を正しく選択できない。

【 0 0 1 0 】

また、上記従来例 2 の隣接サブキャリア間での伝送路特性の変動を S N R の変動より推
定する場合を考えると、図 8 に示すようになる。すなわち、1 ブロック内の 4 つのサブキ
ャリア間で、ケース a のように S N R 値が 2 と 3 とで変動する場合、隣接サブキャリア間
での S N R の変動を示す正規化 S N R 誤差は 0.3 になる。これに対し、ケース b、c の
場合、1 ブロック内の 4 つのサブキャリア間での S N R 値の変動はケース a より大きい
にもかかわらず、正規化 S N R 誤差はケース b と同じ 0.3 になってしまう。このように、
サブキャリアのブロック化が行われる場合、隣接サブキャリア間での伝送路特性の変動
(正規化 S N R 誤差) は、S N R の変動が小さいケース a も S N R の変動が大きいケース b
、c も同じ値になってしまうことがある。これでは、ブロック内の伝送路特性の変動を正
しく推定できず、サブキャリアのブロック化が行われる場合にそれぞれのケース a ~ c に
応じた最適な変調方式を正しく選択できない。

【 0 0 1 1 】

以上のように、サブキャリアのブロック化が行われる場合に上記従来例 1、2 の方法で
はいずれも、最適な変調方式を正しく選択できない。よって、サブキャリアのブロック化
が行われる通信システムにおいて適応変調を行う場合は、各ブロックの狭帯域の伝搬路特
性の変動を示すのに最適な新たなパラメータを導入する必要がある。

【 0 0 1 2 】

よって、本発明の目的は、サブキャリアのブロック化および適応変調が行われるマルチ
キャリア通信システムでブロック毎に最適な変調方式を正しく選択できる受信装置および
通信方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 3 】

上記目的を達成するために、本発明では、サブキャリアのブロック化および適応変調が
行われるマルチキャリア通信システムにおいて、各ブロック内の伝送路特性の変動を示す
値として「分散」を用いるようにした。

【 0 0 1 4 】

本発明の態様の一つに係る無線送信装置は、各々複数のサブキャリア信号を含む複数の
ブロックから構成されるマルチキャリア信号に対して適応変調を行う無線送信装置であっ
て、前記複数のブロック毎に変調方式を選択する選択手段と、選択されたブロック毎の変
調方式で、各ブロックに含まれる前記複数のサブキャリア信号を変調する変調手段と、を
具備し、前記選択手段は、ブロック毎の伝送路特性を示す値の平均と分散とに基づいて変
調方式を選択する構成を採る。

【発明の効果】

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、伝送路特性を示す値の分散により各ブロック内の伝送路特性の変動が
正しく示されるため、サブキャリアのブロック化および適応変調が行われるマルチキャ
リア通信システムでブロック毎に最適な変調方式を正しく選択でき、その結果、伝送効率
を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 6 】

【図 1】本発明の実施の形態 1 に係る無線送信装置と無線受信装置の構成を示すブロック
図

【図 2】本発明の実施の形態 1 に係る無線受信装置内の伝送路特性推定部の構成を示すブ

10

20

30

40

50

ロック図

【図３】本発明の実施の形態１に係る無線受信装置内の伝送路特性推定部で求められるＳＮＲ分散を説明するための図

【図４】本発明の実施の形態１に係る無線送信装置内の割当部で行われる変調方式の選択を説明するための図（選択方法１）

【図５】本発明の実施の形態１に係る無線送信装置内の割当部で行われる変調方式の選択を説明するための図（選択方法２）

【図６】本発明の実施の形態２に係る無線受信装置内の伝送路特性推定部の構成を示すブロック図

【図７】本発明の実施の形態３に係る無線受信装置内の伝送路特性推定部の構成を示すブロック図

【図８】従来の伝送路特性の変動を示すパラメータ（正規化ＳＮＲ誤差）を説明するための図

【発明を実施するための形態】

【００１７】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【００１８】

（実施の形態１）

本実施の形態では、各ブロック内の伝送路特性の変動を示す値としてＳＮＲの分散を用いる場合について説明する。

【００１９】

図１は、本発明の実施の形態１に係る無線送信装置および無線受信装置の構成を示すブロック図である。以下、マルチキャリア通信システムとしてＯＦＤＭシステムを例に挙げて説明する。

【００２０】

図１に示す無線送信装置１００は、変調部１０１－１～１０１－Ｌ、逆高速フーリエ変換（ＩＦＦＴ）部１０２、ガードインターバル（ＧＩ）挿入部１０３、送信ＲＦ部１０４、送受信共用アンテナ１０５、受信ＲＦ部１０６、伝送路特性取得部１０７、割当部１０８および割当結果記憶部１０９とから主に構成される。この無線送信装置１００は、例えばＯＦＤＭシステムにおける基地局に搭載されるものである。

【００２１】

また、図１に示す無線受信装置２００は、送受信共用アンテナ２０１、受信ＲＦ部２０２、ガードインターバル（ＧＩ）除去部２０３、高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部２０４、伝送路特性推定部２０５、等化器２０６、復調部２０７－１～２０７－Ｌ、パラレル／シリアル変換（Ｐ／Ｓ）部２０８、割当情報取得部２０９および送信ＲＦ部２１０とから主に構成される。この無線受信装置２００は、例えばＯＦＤＭシステムにおける１～Ｋユーザのうちのいずれかの移動局に搭載されるものである。

【００２２】

変調部１０１－１～１０１－Ｌは、割当結果記憶部１０９に記憶されたユーザ１～Ｋに対するブロック割当結果と、割当部１０８から入力される変調方式情報とに基づいて、割当結果記憶部１０９を介して入力されるユーザ１～Ｋの信号に対して、ブロック１～Ｌ毎に各々異なる変調方式（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ、ＢＰＳＫ）で変調を行う。また、ブロック毎の変調方式は無線受信装置２００で推定されたブロック毎の伝送路特性に応じて割当部１０８で選択される。ここで、１ＯＦＤＭ信号に含まれるサブキャリアの数はＮ本であり、それらＮ本のサブキャリアがＳ本ずつブロック１～Ｌにブロック化されている。よって、ブロック数ＬはＮ／Ｓとなる。そして、各ブロックに属するサブキャリア信号１～Ｓは、ブロック毎にすべて同じ変調方式で変調される。例えば、変調部１０１－１は、伝送路特性が良いと推定されるときはブロック１に属するすべてのサブキャリア信号に対して６４ＱＡＭで変調を行い、また、伝送路特性が悪いと推定されるときはブロック１に属するすべてのサブキャリア信号に対してＢＰＳＫで変調を行う。なお、伝送路

10

20

30

40

50

特性が非常に悪いと推定される場合は、無線送信装置 100 は、ブロック 1 に属するすべてのサブキャリア信号を送信しないようにしてもよい。このようにして変調された信号は IFFT 部 102 に出力される。

【0023】

IFFT 部 102 は、変調部 101 - 1 ~ 101 - L から入力される各変調信号に対して逆高速フーリエ変換を施して OFDM 信号（時間波形信号）を作成し、GI 挿入部 103 に出力する。

【0024】

GI 挿入部 103 は、IFFT 部 102 から入力された OFDM 信号に、遅延に対する特性を改善するためのガードインターバルを挿入して送信 RF 部 104 に出力する。

10

【0025】

送信 RF 部 104 は、GI 挿入部 103 から入力された OFDM 信号を RF 帯にアップコンバートして送受信共用アンテナ 105 からユーザ 1 ~ K の無線受信装置 200 へ送信する。

【0026】

受信 RF 部 106 は、ユーザ 1 ~ K の無線受信装置 200 から送信された信号を送受信共用アンテナ 105 から受信し、RF 帯からダウンコンバートして、伝送路特性取得部 107 に出力する。

【0027】

伝送路特性取得部 107 は、受信 RF 部 106 から入力される受信信号から各ユーザ 1 ~ K の無線受信装置 200 で推定されたブロック毎の伝送路特性を取得して割当部 108 に出力する。

20

【0028】

割当部 108 は、伝送路特性取得部 107 から入力されるブロック毎の伝送路特性情報に基づいて、各ユーザ 1 ~ K に対してブロックを割り当てるとともにブロック毎に変調方式を選択し、ブロック割当結果を割当結果記憶部 109 に記憶し、選択した変調方式を示す変調方式情報を変調部 101 - 1 ~ 101 - L に出力する。なお、割当部 108 は、各ユーザ 1 ~ K に設定された QoS（Quality of Service：例えば、各ユーザの要求データ伝送率と誤り率）も考慮して、ブロックの割り当ておよび変調方式の選択を行ってもよい。

30

【0029】

割当結果記憶部 109 は、割当部 108 から入力されるユーザ 1 ~ K に対するブロック割当結果を記憶する。

【0030】

なお、どのブロックがどの変調方式で変調されているかを示すとともに、どのブロックのサブキャリアにどのユーザへの信号が割り当てられているかを示す情報（変調方式割当情報）が、OFDM 信号に含めて無線受信装置 200 へ送信される。

【0031】

次いで、無線受信装置 200 の構成について説明する。なお、以下の説明では、ユーザ 1 ~ K のうちユーザ 1 の無線受信装置として説明する。

40

【0032】

受信 RF 部 202 は、送受信共用アンテナ 201 から OFDM 信号を受信して GI 除去部 203 と割当情報取得部 209 に出力する。

【0033】

GI 除去部 203 は、受信 RF 部 202 から入力された OFDM 信号からガードインターバルを除去して FFT 部 204 に出力する。

【0034】

FFT 部 204 は、GI 除去部 203 から入力されたガードインターバル除去後の OFDM 信号を高速フーリエ変換（FFT）して時間領域の信号から周波数領域の信号に変換する。この FFT により複数のサブキャリアにより伝送された信号が取り出されて、等化

50

器 206 と伝送路特性推定部 205 に出力される。

【0035】

伝送路特性推定部 205 は、FFT 部 204 から入力された各信号の伝送路特性を推定して、伝送路特性を示す情報（伝送路特性情報）を等化器 206 と送信 RF 部 210 に出力する。この際、伝送路特性推定部 205 は、サブキャリア毎に推定した伝送路特性を示す情報を等化器 206 に出力し、ブロック毎に推定した伝送路特性の平均と分散とを示す情報を送信 RF 部 210 に出力する。

【0036】

等化器 206 は、伝送路特性推定部 205 から入力された伝送路特性情報に基づいて、FFT 部 204 から入力された各信号に含まれる振幅・位相のひずみ成分を補正して復調部 207-1 ~ 207-L に出力する。

10

【0037】

復調部 207-1 ~ 207-L は、変調部 101-1 ~ 101-L に対応した復調機能を各々有し、割当情報取得部 209 から入力された変調方式割当情報に基づいて、各ブロックに対する復調方式を決定し、等化器 206 から入力される信号をブロック毎に復調して、復調後のデータを並列に P/S 部 208 に出力する。このとき、復調部 207-1 ~ 207-L は、変調方式割当情報に基づいて、ユーザ 1 宛てのサブキャリアの信号が含まれているブロックに対してだけ復調を行う。

【0038】

P/S 部 208 は、復調部 207-1 ~ 207-L から入力された並列データを直列データに変換した後、ユーザ 1 の所望の受信データとして出力する。

20

【0039】

割当情報取得部 209 は、受信 RF 部 202 から入力された OFDM 信号から変調方式割当情報を取得して復調部 207-1 ~ 207-L に出力する。

【0040】

送信 RF 部 210 は、伝送路特性推定部 205 から入力された伝送路特性情報を送受信共用アンテナ 201 から無線送信装置 100 へ送信する。

【0041】

次いで、上記構成を有する無線受信装置 200 内の伝送路特性推定部 205 について説明する。図 2 は、伝送路特性推定部 205 の構成を示すブロック図である。

30

【0042】

ブロック抽出部 2051 は、FFT 部 204 から入力された複数のサブキャリアの信号を 1 ~ L のブロック毎に抽出して、パイロット抽出部 2052 に出力する。

【0043】

パイロット抽出部 2052 は、1 ~ L の各ブロック毎に、各サブキャリアに割り当てられているデータおよびパイロットのうちパイロット部分のみをサブキャリア毎に抽出して SNR 推定部 2053 に出力する。

【0044】

SNR 推定部 2053 は、1 ~ L の各ブロック毎に、パイロット部分各々の SNR（瞬時 SNR）を推定して、SNR 平均計算部 2054 と SNR 分散計算部 2055 に出力する。SNR 推定部 2053 は、以下のようにして瞬時 SNR を推定する。

40

【0045】

すなわち、まず、式 (1) に従ってチャネル推定値：h を求める。式 (1) において、 $h_1(s, i)$ は、1 番目のブロック内の s 番目のサブキャリアの時間軸上における i 番目のパイロット部分に対応するチャネル推定値を示し、 $y_1(s, i)$ および $d_1(s, i)$ は、1 番目のブロック内の s 番目のサブキャリアの時間軸上における i 番目のパイロット部分の受信信号および対応する既知のパイロットシンボルを示す。なお、* は複素共役を示す。

【数 1】

$$h_l(s,i) = \frac{y_l(s,i)}{d_l(s,i)} = \frac{y_l(s,i) \cdot d_l^*(s,i)}{|d_l(s,i)|^2} \quad \cdots (1)$$

ただし、 $l=1,2,\dots,N/S$ $s=1,2,\dots,S$,

N : 受信したOFDM信号の全サブキャリア数

S : 1ブロックに含まれるサブキャリア数

10

【0046】

次いで、式(2)に従って瞬時SNR: g を求める。式(2)において、 $g_l(s,i)$ は、1番目のブロック内の s 番目のサブキャリアの時間軸上における i 番目のパイロット部分に対応する瞬時SNRを示し、 P_0 は各サブキャリアの送信信号電力を示し、 N_0 は雑音電力を示す。

【数 2】

$$g_l(s,i) = \frac{P_0}{N_0} h_l(s,i) \quad \cdots (2)$$

【0047】

20

SNR平均計算部2054は、1~Lの各ブロック毎に、式(3)に従って複数の瞬時SNRを平均化して平均SNR($SNRm_l$)を求め、SNR分散計算部2055へ出力する。また、SNR平均計算部2054は、平均SNR($SNRm_l$)を伝送路特性情報として送信RF部210へ出力する。なお、 $SNRm_l$ は、1番目のブロックの平均SNRを表し、 I は、各サブキャリアの時間軸上におけるパイロットシンボルの数を示す。

【数 3】

$$SNRm_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I g_l(s,i) \quad \cdots (3)$$

【0048】

30

SNR分散計算部2055は、1~Lの各ブロック毎に、式(4)に従ってSNRの分散: $SNRv_l$ を求め、送信RF部210へ伝送路特性情報として出力する。なお、 $SNRv_l$ は、1番目のブロックのSNR分散を表す。

【数 4】

$$SNRv_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (g_l(s,i) - SNRm_l)^2 \quad \cdots (4)$$

【0049】

ここで、上記図8と同様のケースa~cにおいて、式(4)に従ってSNR分散を求めると図3に示すようになる。例えば、ケースaの場合、 $S=4$ (1ブロックに含まれるサブキャリアの数)、 $I=1$ (各サブキャリアにそれぞれ1つのパイロットシンボルが割り当てられているとする)、 $g=2, 3, 2, 3$ (各サブキャリアの瞬時SNR)であるので、 $SNRm$ (平均SNR) = 2.5、 $SNRv$ (SNR分散) = 0.25と算出される。同様に、ケースbおよびケースcの場合は、 $SNRm$ (平均SNR) = 2.5、 $SNRv$ (SNR分散) = 1.25と算出される。つまり、SNRの変動が小さいケースaではSNR分散が小さくなり、逆に、SNRの変動が大きいケースb、cではSNR分散が大きくなる。この結果から、ブロック内の伝送路特性の変動を推定するパラメータとしてSNR分散を用いることにより、ブロック内の伝送路特性の変動を正しく推定できることが分かる。よって、無線送信装置100では、サブキャリアのブロック化が行われる場合に、それぞれのケースa~cに応じた最適な変調方式を正しく選択できる。

40

50

【 0 0 5 0 】

次いで、上記構成を有する無線送信装置 1 0 0 内の割当部 1 0 8 が行う変調方式の選択について説明する。ここでは、6 4 Q A M、1 6 Q A M、Q P S K、B P S Kの中からいずれか 1 つの変調方式を、以下の選択方法 1 または 2 により選択する。

【 0 0 5 1 】

< 選択方法 1 >

割当部 1 0 8 は、伝送路特性取得部 1 0 7 から入力された伝送路特性情報、すなわち SNR_m (平均 SNR) および SNR_v (SNR 分散) に基づいて、最も伝送効率がよい変調方式を選択する。ある所定の PER (例えば $PER = 10^{-1}$) における、 SNR_m (平均 SNR) および SNR_v (SNR 分散) と変調方式との対応関係を図 4 に示す。図 4 では、 SNR 分散の逆関数と平均 SNR とで 2 次元座標区間を予め 5 つの領域に区切っており、それぞれの領域に異なる変調方式 (「送信しない」を含む) が割り当ててある。そして、推定した伝送路特性を座標 ($SNR_m, 1 / SNR_v$) で示し、その座標が位置する領域に対応する変調方式および符号化率を選択する。

10

【 0 0 5 2 】

< 選択方法 2 >

重み付け (d B 値の重み付け) SNR として、以下の 4 種類を定義する。

$$(1) SNR_{w1} = SNR_m - \sqrt{SNR_v} \cdot w$$

$$(2) SNR_{w2} = SNR_m - \sqrt{SNR_v} \cdot w$$

$$\cdot w (|SNR_{m_{max}} - SNR_m| / |SNR_{m_{max}}|)$$

$$(3) SNR_{w3} = SNR_m - \sqrt{SNR_v} \cdot w (f_d / f_{d_{max}})$$

$$(4) SNR_{w4} = SNR_m - \sqrt{SNR_v} \cdot w (\delta / \delta_{max})$$

20

【 0 0 5 3 】

ここで、 $SNR_{m_{max}}$ 、 $f_{d_{max}}$ および δ_{max} は、最大の平均 SNR 、最大可能なドップラー周波数、最大可能な遅延スプレッドをそれぞれ示す。 $\sqrt{SNR_v}$ は、 SNR_v の平方根を表す。また、重み係数 w は、 SNR_{w1} では定数、 SNR_{w2} では平均 SNR を正規化したものの関数、 SNR_{w3} ではドップラー周波数 f_d を正規化したものの関数、 SNR_{w4} では遅延スプレッド δ を正規化したものの関数であり、例えば、式 (5) に示す値をとる。

【 数 5 】

30

$$w(x) = \begin{cases} x^2, & 0 \leq x \leq 1 \\ 1, & x > 1 \end{cases} \quad \dots (5)$$

【 0 0 5 4 】

そして、 $PER - SNR$ の静特性 (図 5) より、変調方式・符号化率を以下のようにして選択する。まず、図 5 の静特性を用いて、要求 PER (図 5 では 10^{-1}) に対応させて各変調方式のしきい値 ($T_1 \sim T_4$) が決定される。そして、特定のドップラー周波数 f_d に対して SNR_{w3} が求められ、 $SNR_{w3} \geq T_4$ の場合は 6 4 Q A M (符号化率 $R = 1 / 2$)、 $T_3 \leq SNR_{w3} < T_4$ の場合は 1 6 Q A M ($R = 1 / 2$)、 $T_2 \leq SNR_{w3} < T_3$ の場合は Q P S K ($R = 1 / 2$)、 $T_1 \leq SNR_{w3} < T_2$ の場合は B P S K ($R = 1 / 2$) が選択される。

40

【 0 0 5 5 】

また、特定の遅延スプレッド δ に対して SNR_{w4} が求められ、 $SNR_{w4} \geq T_4$ の場合は 6 4 Q A M ($R = 1 / 2$)、 $T_3 \leq SNR_{w4} < T_4$ の場合は 1 6 Q A M ($R = 1 / 2$)、 $T_2 \leq SNR_{w4} < T_3$ の場合は Q P S K ($R = 1 / 2$)、 $T_1 \leq SNR_{w4} < T_2$ の場合は B P S K ($R = 1 / 2$) が選択される。なお、 SNR_{w1} 、 SNR_{w2} についても、 SNR_{w3} 、 SNR_{w4} と同様にして図 5 の $PER - SNR$ 特性より変調方式・符号化率を選択する。

【 0 0 5 6 】

50

このように本実施の形態によれば、サブキャリアのブロック化が行われる通信システムにおいて、各ブロック内の伝送路特性の変動を示すパラメータとしてSNR分散を用いるため、ブロック内の伝送路特性の変動を正しく推定でき、その結果、適応変調において最適な変調方式を正しく選択することができる。

【0057】

なお、本実施の形態ではブロック内の伝送路特性の変動を示すパラメータとしてSNR分散を用いたが、SNR分散を表す式(4)を変形することにより以下のパラメータを得ることができる。これらはいずれも、各ブロック内における伝送路特性の変動を示すパラメータとしてSNR分散と同様に用いることができる。

【数6】

10

・ 瞬時SNRの平均変化量

$$u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |g_l(s, i) - SNRm_l|$$

・ 瞬時SNRの最大変化量

$$v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i) - SNRm_l|$$

20

・ 瞬時SNRの最大変化量の二乗

$$x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i) - SNRm_l|^2$$

・ 瞬時SNRの最大最小の差

$$z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} g_l(s, i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} g_l(s, i) \right|$$

30

・ 瞬時SNRの最大の二乗と最小の二乗の差

$$d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i)|^2$$

【0058】

(実施の形態2)

本実施の形態では、各ブロック内の伝送路特性の変動を示す値としてチャネル推定値の分散を用いる場合について説明する。

40

【0059】

図6は、本発明の実施の形態2に係る伝送路特性推定部205の構成を示すブロック図である。なお、実施の形態1(図2)と同一の構成には同一の符号をつけ、説明を省略する。

【0060】

チャネル推定値計算部2056は、上式(1)に従ってチャネル推定値を求め、チャネル分散計算部2057に出力する。

【0061】

チャネル分散計算部2057は、1~Lの各ブロック毎に、式(6)に従ってチャネル

50

推定値の分散： Hv_1 を求め、送信RF部210へ伝送路特性情報として出力する。なお、 Hv_1 は、1番目のブロックのチャネル推定値の分散を表す。なお、式(6)は、上式(2)において、ブロック内で各サブキャリアの P_0 および N_0 が定数であると仮定して得られた式である。

【数7】

$$Hv_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (h_l(s,i) - Hm_l) \quad \cdots (6)$$

$$\text{ここで、} Hm_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I h_l(s,i)$$

10

【0062】

このようなチャネル推定値の分散をブロック内の伝送路特性の変動を推定するパラメータとして用いても、実施の形態1同様、ブロック内の伝送路特性の変動を正しく推定できる。よって、本実施の形態によれば、サブキャリアのブロック化が行われる通信システムにおいて適応変調が行われる場合に、最適な変調方式を正しく選択することができる。

【0063】

なお、ブロック内の伝送路特性の変動を推定するパラメータとしてチャネル推定値の分散を用いても、無線送信装置100では、実施の形態1と同様の選択方法で変調方式を選択することができる。ただし、選択方法2においては、重み付けSNRとして、以下の4種類を定義する。

20

$$(1) SNRw1 = SNRm - Hv * w$$

$$(2) SNRw2 = SNRm - Hv$$

$$* w (| Hv_{max} - Hv | / | Hv_{max} |)$$

$$(3) SNRw3 = SNRm - Hv * w (fd / fd_{max})$$

$$(4) SNRw4 = SNRm - Hv * w (\delta / \delta_{max})$$

【0064】

また、本実施の形態ではブロック内の伝送路特性の変動を示すパラメータとしてチャネル推定値の分散を用いたが、チャネル推定値の分散を表す式(6)を変形することにより以下のパラメータを得ることができる。これらはいずれも、各ブロック内における伝送路特性の変動を示すパラメータとしてチャネル推定値の分散と同様に用いることができる。

30

【数 8】

- ・ チャネル推定値の平均変化量

$$u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |h_l(s,i) - Hm_l|$$

- ・ チャネル推定値の最大変化量

$$v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s,i) - Hm_l|$$

10

- ・ チャネル推定値の最大変化量の二乗

$$x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s,i) - Hm_l|^2$$

- ・ チャネルの推定値の最大最小の差

$$z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} h_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} h_l(s,i) \right|$$

20

- ・ チャネル推定値の最大の二乗と最小の二乗の差

$$d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s,i)|^2$$

【 0 0 6 5 】

(実施の形態 3)

30

本実施の形態では、各ブロック内の伝送路特性の変動を示す値としてパイロット部分の信号の振幅値の分散（パイロット分散）を用いる場合について説明する。

【 0 0 6 6 】

図 7 は、本発明の実施の形態 3 に係る伝送路特性推定部 2 0 5 の構成を示すブロック図である。なお、実施の形態 1（図 2）と同一の構成には同一の符号をつけ、説明を省略する。

【 0 0 6 7 】

パイロット分散計算部 2 0 5 8 は、1 ~ L の各ブロック毎に、式（7）に従ってパイロット分散： $Y v_l$ を求め、送信 R F 部 2 1 0 へ伝送路特性情報として出力する。なお、 $Y v_l$ は、1 番目のブロックのパイロット分散を表す。なお、式（7）は、上式（1）において分母が定数であることから得られた式である。

40

【数 9】

$$Y v_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (y_l(s,i) - Y m_l)^2 \quad \cdots (7)$$

$$\text{ここで、} Y m_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I y_l(s,i)$$

【 0 0 6 8 】

50

このようなパイロット分散をブロック内の伝送路特性の変動を推定するパラメータとして用いても、実施の形態 1 同様、ブロック内の伝送路特性の変動を正しく推定できる。よって、本実施の形態によれば、サブキャリアのブロック化が行われる通信システムにおいて適応変調が行われる場合に、最適な変調方式を正しく選択することができる。

【 0 0 6 9 】

なお、ブロック内の伝送路特性の変動を推定するパラメータとしてパイロット分散を用いても、無線送信装置 1 0 0 では、実施の形態 1 と同様の選択方法で変調方式を選択することができる。ただし、選択方法 2 においては、重み付け S N R として、実施の形態 2 と同じ 4 種類の重み付け S N R を定義する。

【 0 0 7 0 】

また、本実施の形態ではブロック内の伝送路特性の変動を示すパラメータとしてパイロット分散を用いたが、パイロット分散を表す式 (7) を変形することにより以下のパラメータを得ることができる。これらはいずれも、各ブロック内における伝送路特性の変動を示すパラメータとしてパイロット分散と同様に用いることができる。

【 数 1 0 】

・パイロット部分の受信信号の平均変化量

$$u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |y_l(s,i) - Ym_l|$$

10

20

・パイロット部分の受信信号の最大変化量

$$v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s,i) - Ym_l|$$

・パイロット部分の受信信号の最大変化量の二乗

$$x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s,i) - Ym_l|^2$$

30

・パイロット部分の受信信号の最大最小の差

$$z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} y_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} y_l(s,i) \right|$$

・パイロット部分の受信信号の最大の二乗と最小の二乗の差

$$d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s,i)|^2$$

40

【 0 0 7 1 】

(実施の形態 4)

サブキャリアのブロック化が行われる通信システムに適応変調が適用される場合において、各ブロックの通信品質の低下を招くのは、各ブロックのサブキャリアのうち主に平均 S N R 以下の瞬時 S N R となるサブキャリアである。そこで、本実施の形態では、上記実施の形態 1 ~ 3 において、平均 S N R 以下の瞬時 S N R だけを用いて分散を求めるようにする。

【 0 0 7 2 】

50

具体的には、上記実施の形態 1 において上式 (4) に従って S I 個の瞬時 S I R から S N R 分散を求めている代わりに、式 (8) に従って、平均 S N R 以下の G_S 個の瞬時 S N R だけから S N R 分散: $SNRv'_1$ を求める。なお、 G_S は、S I 個の瞬時 S N R の中で平均以下となる瞬時 S N R の数を示す。

【数 1 1】

$$SNRv'_1 = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ g_l(s,i) < SNRm_l}}^I (g_l(s,i) - SNRm_l)^2 \quad \cdots (8)$$

【0 0 7 3】

10

同様に、上記実施の形態 2 において上式 (6) に従ってチャネル推定値の分散を求めている代わりに、式 (9) に従って、 Hm_1 以下の G_H 個のチャネル推定値だけからチャネル推定値の分散: Hv'_1 を求める。なお、 G_H は、S I 個のチャネル推定値の中で平均チャネル推定値以下となるチャネル推定値の数を示す。

【数 1 2】

$$Hv'_1 = \frac{1}{G_H} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ h_l(s,i) < Hm_l}}^I (h_l(s,i) - Hm_l)^2 \quad \cdots (9)$$

【0 0 7 4】

20

また、同様に、上記実施の形態 3 において上式 (7) に従ってパイロット分散を求めている代わりに、式 (10) に従って、 Ym_1 以下の振幅の G_Y 個のパイロット部分の受信信号だけからパイロット分散: Yv'_1 を求める。なお、 G_Y は、S I 個のパイロット部分の受信信号の中で平均振幅以下となるパイロット部分の受信信号の数を示す。

【数 1 3】

$$Yv'_1 = \frac{1}{G_Y} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ y_l(s,i) < Ym_l}}^I (y_l(s,i) - Ym_l)^2 \quad \cdots (10)$$

【0 0 7 5】

30

このように、本実施の形態によれば、各ブロックのサブキャリアのうちブロックの通信品質の低下を招くサブキャリアだけを用いて伝送路特性の分散を求めるため、サブキャリアのブロック化が行われる通信システムにおいて適応変調が行われる場合に、さらに精度よく最適な変調方式を選択することができる。

【0 0 7 6】

なお、本実施の形態では、上記実施の形態 1 ~ 3 においてブロック内の伝送路特性の変動を示すパラメータとして分散と同様に用いることができるとして挙げたパラメータに追加して以下のパラメータも挙げることができる。

【数 1 4】

- ・ 平均値以下の瞬時 S N R の平均変化量

$$u'_l = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ g_l(s,i) < SNRm_l}}^I |g_l(s,i) - SNRm_l|$$

- ・ 平均値以下の瞬時 S N R の最大変化量

$$v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i) - SNRm_l|$$

10

- ・ 平均値以下の瞬時 S N R の最大変化量の二乗

$$x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i) - SNRm_l|^2$$

- ・ 平均値以下の瞬時 S N R の最大最小の差

$$z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} g_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} g_l(s,i) \right|$$

20

- ・ 平均値以下の瞬時 S N R の最大の二乗と最小の二乗の差

$$d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i)|^2$$

- ・ 平均値以下のチャネル推定値の平均変化量

$$u'_l = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ h_l(s,i) < Hm_l}}^I |h_l(s,i) - Hm_l|$$

30

- ・ 平均値以下のチャネル推定値の最大変化量

$$v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i) - Hm_l|$$

- ・ 平均値以下のチャネル推定値の最大変化量の二乗

$$x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i) - Hm_l|^2$$

40

- ・ 平均値以下のチャネルの推定値の最大最小の差

$$z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} h_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} h_l(s,i) \right|$$

- ・ 平均値以下のチャネル推定値の最大の二乗と最小の二乗の差

$$d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i)|^2$$

10

- ・ 平均振幅以下のパイロット部分の受信信号の平均変化量

$$u'_l = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ y_l(s,i) < Ym_l}}^I |y_l(s,i) - Ym_l|$$

- ・ 平均振幅以下のパイロット部分の受信信号の最大変化量

$$v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i) - Ym_l|$$

20

- ・ 平均振幅以下のパイロット部分の受信信号の最大変化量の二乗

$$x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i) - Ym_l|^2$$

- ・ 平均振幅以下のパイロット部分の受信信号の最大最小の差

$$z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} y_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} y_l(s,i) \right|$$

30

- ・ 平均振幅以下のパイロット部分の受信信号の最大の二乗と最小の二乗の差

$$d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i)|^2$$

【 0 0 7 7 】

40

なお、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路である L S I として実現される。これらは個別に 1 チップ化されても良いし、一部又は全てを含むように 1 チップ化されても良い。

【 0 0 7 8 】

ここでは、L S I としたが、集積度の違いにより、I C、システム L S I、スーパー L S I、ウルトラ L S I と呼称されることもある。

【 0 0 7 9 】

また、集積回路化の手法は L S I に限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサで実現しても良い。L S I 製造後に、プログラムすることが可能な F P G A (Field Programmable Gate Array) や、L S I 内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィ

50

ギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

【 0 0 8 0 】

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術により L S I に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてありえる。

【 0 0 8 1 】

本明細書は、2003年7月31日出願の特願2003-284509に基づくものである。この内容はすべてここに含めておく。

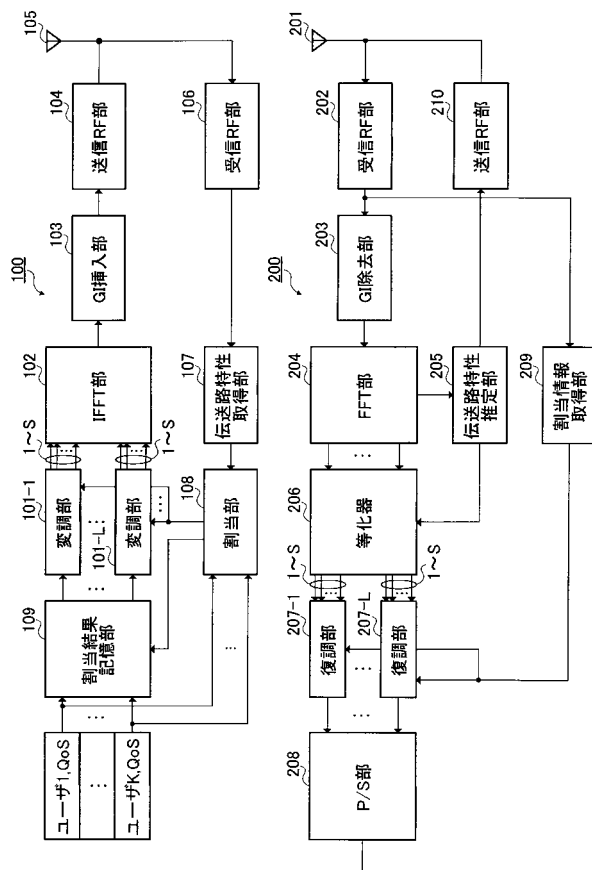
【産業上の利用可能性】

【 0 0 8 2 】

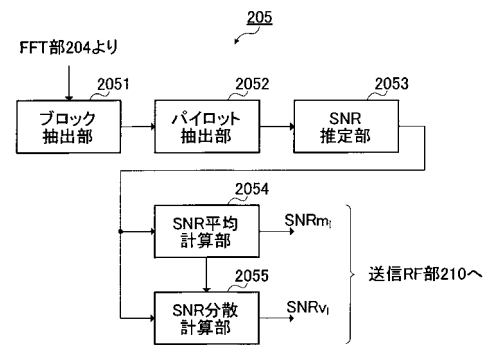
本発明は、移動体通信システムにおいて使用される移動局装置や基地局装置等に好適である。

10

【 図 1 】



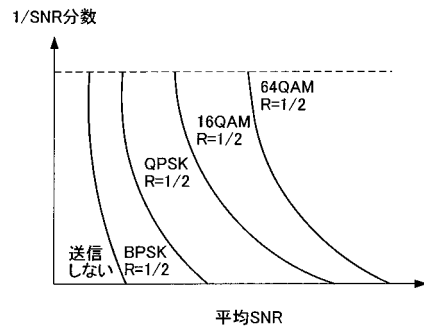
【 図 2 】



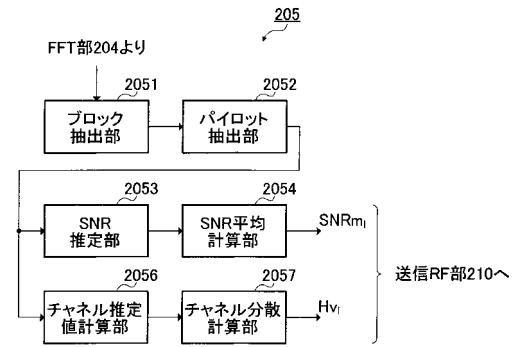
【 図 3 】

サブキャリア番号	SNR		
	ケースa	ケースb	ケースc
1	2	1	4
2	3	2	3
3	2	3	2
4	3	4	1
SNR分数	0.25	1.25	1.25

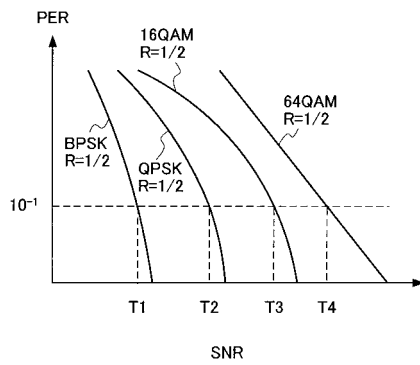
【図 4】



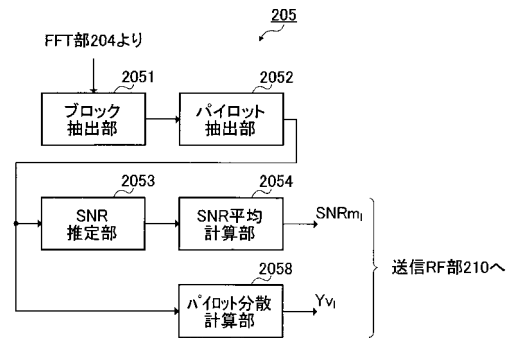
【図 6】



【図 5】



【図 7】



【図 8】

サブキャリア番号	SNR		
	ケースa	ケースb	ケースc
1	2	1	4
2	3	2	3
3	2	3	2
4	3	4	1
正規化SNR誤差	0.3	0.3	0.3

フロントページの続き

(56)参考文献 欧州特許第01176750(E P, B1)

特開2003-046474(J P, A)

特開2002-158631(J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

H04J 11/00