



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1826745 B

(45) 授权公告日 2012.09.05

(21) 申请号 200480021297.4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2004.07.30

H04J 11/00 (2006.01)

(30) 优先权数据

284509/2003 2003.07.31 JP

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006.01.23

JP 2003169036 A, 2003.06.13, 摘要 .

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2004/011299 2004.07.30

JP 11275164 A, 1999.10.08, 摘要 .

(87) PCT申请的公布数据

W02005/013525 JA 2005.02.10

WO 03019832 A1, 2003.03.07, 权利要求

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

7-10.

地址 日本大阪府

JP 2002101043 A, 2002.04.05, 全文 .

(72) 发明人 程俊 三好宪一

审查员 孙昌璐

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 吕晓章 李晓舒

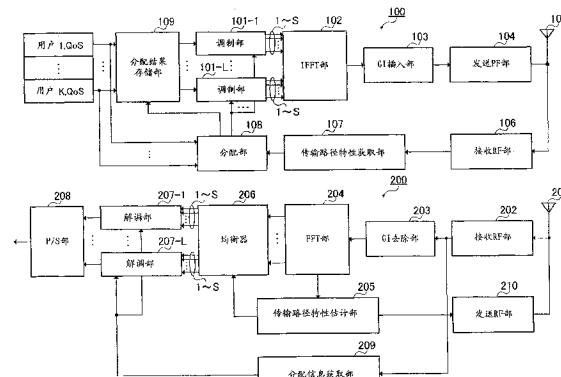
权利要求书 1 页 说明书 12 页 附图 5 页

(54) 发明名称

无线发送装置和无线发送方法

(57) 摘要

一种在实行副载波块化和自适应调制的多载波通信系统中可正确选择适合于每个块的最佳调制方式的无线发送装置。在此无线发送装置中，传输路径特性获取部(107)从由接收RF部(106)输入的接收信号获得在无线接收装置(200)估计的每个块的SNR的平均和SNR的方差后输出至分配部(108)。分配部(108)根据从传输路径特性获取部(107)输入的每个块的SNR的平均和SNR的方差按每个块选择调制方式。调制部(101-1～101-L)使用分配部(108)所选择的每个块不同的调制方式对包含在各块内的多载波信号进行调制。



1. 无线发送装置,用于对包含于多载波信号中的多个副载波信号进行自适应调制,所述多个副载波信号被分成多个块,所述无线发送装置为基站,所述基站包括:

接收单元,从终端接收包含了作为表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息的信号,所述平均和方差分别是各块中所包含的多个副载波的各自的表示传输路径特性的值的平均和方差;

分配单元,根据所述表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息,以块为单位来选择各块的调制方式;以及

调制单元,使用所选择的调制方式对各自的块中所包含的多个副载波信号进行调制。

2. 如权利要求1所述的无线发送装置,所述平均是SNR的平均,并且所述方差是SNR的方差。

3. 如权利要求2所述的无线发送装置,所述SNR的方差是根据低于或等于平均SNR的瞬时SNR求出的。

4. 如权利要求1所述的无线发送装置,所述平均是SNR的平均,并且所述方差是有关信道估计值的方差。

5. 如权利要求4所述的无线发送装置,所述信道估计值的方差是根据低于或等于平均信道估计值的信道估计值求出的。

6. 如权利要求1所述的无线发送装置,所述平均是SNR的平均,并且方差是有关导频部分的信号的振幅的方差。

7. 如权利要求6所述的无线发送装置,所述导频部分的信号的振幅的方差是根据振幅低于或等于平均振幅的导频部分的信号求出的。

8. 无线发送方法,用于对包含于多载波信号中的多个副载波信号进行自适应调制,所述多个副载波信号被分成多个块,所述方法,用于基站的无线发送,包括以下步骤:

接收步骤,从终端接收包含了作为表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息的信号,所述平均和方差分别是各块中所包含的多个副载波的各自的表示传输路径特性的值的平均和方差;

选择步骤,根据所述表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息,以块为单位来选择各块的调制方式;以及

调制步骤,使用所选择的调制方式对各自的块中所包含的多个副载波信号进行调制。

## 无线发送装置和无线发送方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及无线发送装置和调制方式选择方法。

### 技术背景

[0002] 在进行自适应调制的通信系统中,根据时刻发生变化的传输路径特性来选择最佳的调制方式。通过根据传输路径特性选择可满足所期盼的误差率(例如,分组误差率(Packet Error Rate)PER:=1%) 的高速的调制方式就可进行高速数据通信。例如,当自适应调制适用于下行链路信道时,接收数据的移动站可将所测定的传输路径特性通知给发送数据的基站,然后基站选择最适合所通知的当前传输路径特性的最佳调制方式,并向移动站发送数据。

[0003] 在进行此种自适应调制的通信系统中,作为表示传输路径特性值的最常用的是在数据接收方测定的平均信噪比(SNR)。另外,为了提高调制方式的选择精度,还提出了一种在平均 SNR 基础上再加上延迟扩散来选择调制方式的方法(例如,请参考 H. Matsuoka, T. Ue, S. Sampei 和 N. Morinaga, "An Analysis on the Performance of Variable Symbol Rate and Modulation Level Adaptive Modulation System", TECHNICAL REPORT OF IEICE, RCS94-64(1994-09), pp. 31 ~ 36 :以往例 1)。另外,在诸如正交频分复用(OFDM)系统的多载波通信系统中,还提出了一种基于平均 SNR 和相邻副载波之间的传播路径特性的变化来选择调制方式的方法(例如,请参考日本特许公开公报 2001-103032 :以往例 2)。

[0004] 在此,当自适应调制适用于多载波通信系统时,自适应调制是按副载波逐个进行的。因此,在数据接收方,必须将表示每个副载波的传输路径特性的值通知给数据发送方。

[0005] 例如,在像基站根据各个副载波的下行链路信道的传输路径特性来进行频率调度以便将互不相同的副载波逐一分配给多个移动站的移动通信系统中,多个移动站都要向基站通知每个副载波的传输路径特性,因而上行链路信道的业务量增加。为了解决这个问题,建议将多个副载波分成若干个块(也就是,副载波的块化),以按块进行频率调度。根据这种方法,由于每个移动站仅需要按各个块通知传输路径特性,因此,与按每个副载波报告传播路径特性相比,上行链路信道的业务量就会大大减少。如果自适应调制适用于经过如此的副载波块化处理的通信系统,则属于同一块的全部副载波均可用相同的调制方式进行调制。

[0006] 但是,在上述的以往例中,如果在经过副载波块化处理的通信系统中进行自适应调制,由于下述原因,会产生不能正确地选择最佳的调制方式的问题。

[0007] 例如,以往例 1 由于上述中的延迟扩散表示全带宽的传输路径特性的变化,因此在副载波被块化后,它不能表示各块中的窄带的传播路径特性的变化。因此,在进行副载波的块化时,不能正确地选择最佳的调制方式。

[0008] 如果考虑从 SNR 的变化来估计上述以往例 2 的相邻副载波间的传输路径特性的变化,则其状况如图 8 所示。即,在 1 个块的 4 个副载波之间,如状态 a 所示那样,当 SNR 值在 2 和 3 之间变化时,表示相邻副载波间的 SNR 变化的标准 SNR 误差变为 0.3。与此相对,在

状态 b、c 时,1 个块内的 4 个副载间的 SNR 值的变化尽管比状态 a 大,但标准 SNR 误差却与状态 a 相同,变为 0.3。这样,当进行副载波的块化时,在相邻副载波间的传输路径特性的变化(即,标准 SNR 误差)中,有时 SNR 变动小的状态 a 也与 SNR 变动大的状态 b、c 是相同的值。在这种环境下,不能正确地估计每个块内的传输路径特性的变化,并且在进行副载波块化时也就不能正确地选择适合于 a ~ c 各状态的最佳的调制方式。

[0009] 如上所述,在进行副载波的块化时,在进行副载波的块化的条件下通过上述以往例 1、2 中的任何一种方法都不能正确地选择最佳的调制方法。因此,为了在进行副载波的块化的通信系统中进行自适应调制,需要引进新参数,这种新参数最好表示每个块的窄带的传输路径特性的变化。

## 发明内容

[0010] 因此,本发明的目的在于提供一种能够在进行副载波块化和自适应调制的多载波通信系统中按各个块正确选择最佳的调制方式的无线发送装置和调制方式选择方法。

[0011] 为了达到上述目的,本发明在进行副载波块化和自适应调制的多载波通信系统中采用“方差”作为表示各块内的传输路径特性的变化的值。

[0012] 根据本发明的无线发送装置对多载波信号进行自适应调制,该多载波信号由每一个都包括多个副载波信号的多个块构成,所述无线发送装置包括:按块来选择所述多个块的调制方式的选择单元;以及使用基于每个块选择的调制方式对所述多个块中的所述多个副载波信号调制的调制单元,并且所述选择单元根据表示每个块的传输路径特性的值的平均和方差按块来选择调制方式。

[0013] 采用这种构成,通过表示传输路径特性值的方差可正确表示各块内的传输路径特性的变化,因而在进行副载波块化和自适应调制的多载波通信系统中,可正确选择每个块的最佳调制方式。

[0014] 根据本发明的无线发送装置用于对包含于多载波信号中的多个副载波信号进行自适应调制,所述多个副载波信号被分成多个块,所述无线发送装置包括:接收单元,从终端接收包含了作为表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息的信号,所述平均和方差分别是各块中所包含的多个副载波的各自的表示传输路径特性的值的平均和方差;分配单元,根据所述表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息,以块为单位来选择各块的调制方式;以及调制单元,使用所选择的调制方式对各自的块中所包含的多个副载波信号进行调制。

[0015] 根据本发明的无线发送方法,用于对包含于多载波信号中的多个副载波信号进行自适应调制,所述多个副载波信号被分成多个块,所述方法用于基站的无线发送,包括以下步骤:接收步骤,从终端接收包含了作为表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息的信号,所述平均和方差分别是各块中所包含的多个副载波的各自的表示传输路径特性的值的平均和方差;

[0016] 选择步骤,根据所述表示各块内的传输路径特性的值的平均和方差的信息,以块为单位来选择各块的调制方式;以及

[0017] 调制步骤,使用所选择的调制方式对各自的块中所包含的多个副载波信号进行调制。

## 附图说明

- [0018] 图 1 是示出根据本发明的实施方式 1 的无线发送装置和无线接收装置的结构方框图；
- [0019] 图 2 是示出根据本发明的实施方式 1 的无线接收装置内的传输路径特性估计部的结构方框图；
- [0020] 图 3 是用于说明根据本发明的实施方式 1 的无线接收装置内的传输路径特性估计部确定的 SNR 方差的图；
- [0021] 图 4 是用于说明根据本发明的实施方式 1 的、由无线发送装置内的分配部执行的调制方式选择（选择方法 1）的图；
- [0022] 图 5 是用于说明根据本发明的实施方式 1 的、由无线发送装置内的分配部执行的调制方式选择（选择方法 2）的图；
- [0023] 图 6 是示出根据本发明的实施方式 2 的无线接收装置内的传输路径特性估计部的结构方框图；
- [0024] 图 7 是示出根据本发明的实施方式 3 的无线接收装置内的传输路径特性估计部的结构方框图；和
- [0025] 图 8 是用于说明表示以往的传输路径特性变化的参数（标准 SNR 误差）的图。

## 具体实施方式

- [0026] 现在，下面将参考附图来详细解释本发明的实施方式。
- [0027] （实施方式 1）
- [0028] 在本实施方式中，将描述 SNR 的方差作为表示各块内的传输路径特性变化的值的情况。
- [0029] 图 1 是示出根据本发明的实施方式 1 的无线发送装置和无线接收装置的结构方框图。以下，举将 OFDM 系统作为多载波通信系统的一例。
- [0030] 图 1 中所示的无线发送装置 100 主要包括：调制部 101-1～101-2、…、101-L；反向高速傅立叶变换（IFFT）部 102；保护间隔（GI）插入部 103；发送 RF 部 104；发送接收共用天线 105；接收 RF 部 106；传输路径特性获取部 107；分配部 108；以及分配结果存储部 109。该无线发送装置 100 设置在例如 OFDM 系统中的基站内。
- [0031] 另外，图 1 中所示的无线接收装置 200 主要包括：发送接收共用天线 201；接收 RF 部 202；保护间隔（G1）去除部 203；快速傅立叶变换（FFT）部 204；传输路径特性估计部 205；均衡器 206；解调部 207-1、207-2、…、207-L；并行 / 串行变换（P/S）部 208；分配信息获取部 209；以及发送 RF 部 210。该无线接收装置 200 可设置在例如 OFDM 系统中的 1～K 个用户中任何一个的移动站内。
- [0032] 调制部 101-1、101-2、…、101-L 根据存储在分配结果存储部 109 的对用户 1～K 的块分配结果和从分配部 108 输入的调制方式信息，对各个块 1～L 采用不同的调制方式（64QAM、16QAM、QPSK、和 BPSK），对经由分配结果存储部 109 输入的用户 1、2、…、K 的信号进行调制。另外，每个块的调制方式是根据通过无线接收装置 200 所估计的各个块的传输路径特性由分配部 108 选择的。此处，包含在一个 OFDM 信号内的副载波的数量是 N，并且这

些 N 个副载波以 S 个副载波为单位被块化成 L 个块。因此，块的数量 L 为 : $L = N/S$ 。并且，属于各个块的所有副载波信号 1 ~ S 是在每个块中使用相同的调制方式进行调制的。例如，调制部 101-1 被估计为传输路径特性为良好时，则对属于块 1 的全部副载波信号用 64QAM 进行调制，当其被估计为传输路径特性为恶劣时，则对属于块 1 的全部副载波信号用 BPSK 进行调制。当关于块 1 的传输路径特性被估计为不良时，无线发送装置 100 也可中止属于块 1 的全部副载波信号的发出。以这种方式调制的信号就被输出至 IFFT 部 102。

[0033] IFFT 部 102 对从调制部 101-1 ~ 101-L 输入的各调制信号实行反向快速傅立叶变换，从而生成 OFDM 信号（时间波形信号），并且将该 OFDM 信号输出至 GI 插入部 103。

[0034] GI 插入部将用于改善迟延特性的保护间隔插入在从 IFFT 部 102 输入的 OFDM 信号中，并且将结果输出至发送 RF 部 104。

[0035] 发送 RF 部 104 对从 GI 插入部 103 输入的 OFDM 信号进行上变频至 RF 带，并且通过发送接收共用天线 105 将其发送至用户 1 ~ K 的无线接收装置 200。

[0036] 接收 RF 部 106 通过发送接收共用天线 105 接收从用户 1 ~ K 的无线接收装置 200 发出的信号，从 RF 带下变频这些信号，并且将它们输出至传输路径特性获取部 107。

[0037] 传输路径特性获取部 107 从接收 RF 部 106 输入的接收信号中，获得关于通过用户 1 ~ K 的无线接收装置 200 所估计的每个块的传输路径特性，并且将它们输出至分配部 108。

[0038] 分配部 108 根据关于从传输路径特性获取部 107 输入的每个块的传输路径特性信息，对各用户 1 ~ K 分配块，并且按块选择调制方式，并将块分配的结果存入分配结果存储部 109，再将表示被选择的调制方式的调制方式信息输出至调制部 101-1、101-2、...、101-L。分配部 108 还可以考虑在各用户 1 ~ K 中设定的 QoS（服务质量：例如各用户要求数据传输率和 / 或误差率），进行块分配和调制方式选择。

[0039] 分配结果存储部 109 存储从分配部 108 输入的对用户 1 ~ K 的块分配结果。

[0040] 另外，将表示哪个块用何种调制方式进行调制以及在哪个块的副载波上分配往哪个用户的信号的信息（调制方式分配信息）包括在 OFDM 信号内，并且将 OFDM 信号传输至无线接收装置 200。

[0041] 接着，将说明无线接收装置 200 的构成。现在，在以下说明中，作为在用户 1 ~ K 中的用户 1 的无线接收装置加以说明。

[0042] 接收 RF 部 202 从发送接收共用天线 201 接收 OFDM 信号，并且将 OFDM 信号输出至 GI 去除部 203 和分配信息获取部 209。

[0043] GI 去除部 203 从由接收 RF 部 202 输入的 OFDM 信号中去除保护间隔后，将 OFDM 信号输出至 FFT 部 204。

[0044] FFT 部 204 对从 GI 去除部 203 输入的去除保护间隔后的 OFDM 信号进行快速傅立叶变换 (FFT)，并且将 OFDM 信号从时域的信号转换成频域的信号。通过此 FFT，提取出通过多个副载波传输的信号，并且将其输出至均衡器 206 和传输路径特性估计部 205。

[0045] 传输路径特性估计器 205 估计从 FFT 部 204 输入的各信号的传输路径特性，并将表示传输路径特性的信息（传输路径特性信息）输出至均衡器 206 和发送 RF 部 210。更具体地，传输路径特性估计部 205 将表示按每一个副载波估计的传输路径特性的信息输出至均衡器 206，并将表示按每一块估计的传输路径特性的平均和方差的信息输出至发送 RF 部

210。

[0046] 均衡器 206 根据从传输路径特性估计部 205 输入的传输路径特性的信息, 对从 FFT 部 204 输入的各信号中的振幅和相位失真成分进行校正, 并且将校正后的信号输出至解调部 207-1、207-2、...、207-L。

[0047] 解调部 207-1、207-2、...、207-L 各个具有与调制部 101-1、101-2、...、101-L 相对应的解调功能, 根据从分配信息获取部 209 输入的调制方式分配信息, 决定各个块的解调方式, 按每一块对从均衡器 206 输入的信号进行解调, 再将解调后的数据并行输出至 P/S 部 208。此时, 解调部 207-1、207-2、...、207-L 根据调制方式分配信息, 仅对包括用户 1 的副载波信号的块进行解调。

[0048] P/S 部 208 将从解调部 207-1、207-2、...、207-L 输入的并行数据变换成串行数据, 并且随后输出所述数据作为用户 1 所期望的接收数据。

[0049] 分配信息获取部 209 从由接收 RF 部 202 输入的 OFDM 信号中获取调制方式分配信息, 并且将所述信息输出至解调部 207-1、207-2、...、207-L。

[0050] 发送 RF 部 210 将从传输路径特性估计 205 输入的传输路径特性信息通过发送接收共用天线 201 发送至无线发送装置 100。

[0051] 接着, 说明具有上述构成的无线接收装置 200 内的传输路径特性估计部 205。图 2 是示出传输路径特性估计部 205 的结构方框图。

[0052] 块提取部 2051 按 1 ~ L 以块为单位提取从 FFT 部 204 输入的多个副载波信号, 并且将所述信号输出至导频提取部 2052。

[0053] 导频提取部 2052 按 1 ~ L 以块为单位在分配到各副载波的数据以及导频中仅以副载波为单位提取导频成分, 并且输出导频部分至 SNR 估计部 2053。

[0054] SNR 估计部 2053 按 1 ~ L 以块为单位估计各个导频部分的 SNR(瞬时 SNR), 并且输出结果至 SNR 平均计算部 2054 和 SNR 方差计算部 2055。SNR 估计部 2053 采用如下方法估计瞬时 SNR。

[0055] 首先, SNR 估计部 2053 根据算式 (1) 计算信道估计值 : $h$ 。

[0056] 在算式 (1) 中,  $h_l(s, i)$  是与第 1 块内的第 s 副载波的时间轴上的第 i 导频部分相对应的信道估计值,  $y_l(s, i)$  和  $d_l(s, i)$  是第 1 块内的第 s 副载波的时间轴上的第 i 导频部分的接收信号和相对应的已知的导频码元。另外, “\*” 表示复数共轭。

$$[0057] h_l(s, i) = \frac{y_l(s, i)}{d_l(s, i)} = \frac{y_l(s, i) \cdot d_l^*(s, i)}{|d_l(s, i)|^2} \quad (1)$$

[0058] 其中,  $l = 1, 2, \dots, N/S$ , 并且  $s = 1, 2, \dots, S$ ;

[0059]  $N$  是接收的 OFDM 信号中的全部副载波的总数; 和

[0060]  $S$  是一块中包含的副载波的数量。

[0061] 接着, 根据算式 (2) 计算瞬时 SNR :  $g$ 。在算式 (2) 中,  $g_l(s, i)$  是与第 1 块内的第 s 副载波的时间轴上的第 i 导频部分相对应的瞬时 SNR,  $P_0$  是各副载波的发送信号功率,  $N_0$  是每个副载波的噪声功率。

$$[0062] g_l(s, i) = \frac{P_0}{N_0} h_l(s, i) \quad (2)$$

[0063] SNR 平均计算部 2054 按块 1 ~ L 中每一块根据算式 (3) 平均多个瞬时 SNR, 求得平均 SNR(SNR<sub>m1</sub>), 并且输出这些平均 SNR 至 SNR 方差计算部 2055。另外, SNR 平均计算部 2054 将平均 SNR(SNR<sub>m1</sub>) 作为传输路径特性信息输出至发送 RF 部 210。另外, SNR<sub>m1</sub> 是第 1 块的平均 SNR, I 是各副载波的时间轴上的导频码元的数量。

$$[0064] SNRm_1 = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I g_i(s, i) \quad (3)$$

[0065] SNR 方差计算部 2055 按 1 ~ L 块中的每一块根据算式 (4) 计算 SNR 方差 :SNR<sub>v1</sub>, 并且将 SNR<sub>v1</sub> 作为传输路径特性信息输出至发送 RF 部 210。这里, SNR<sub>v1</sub> 是第 1 块的 SNR 方差。

$$[0066] SNRv_1 = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (g_i(s, i) - SNRm_1)^2 \quad (4)$$

[0067] 在此, 与在上述图 8 同样的状态 a ~ c 中如用算式 (4) 计算 SNR 方差则为如图 3 所示那样。例如, 在状态 a 时, s = 4(在 1 块中所包括的副载波数量), I = 1(假设各副载波分别被分配 1 个导频码元), g = 2, 3, 2, 3(各副载波的瞬时 SNR), 由算式 (3) 和 (4) 算出 SNR<sub>m</sub>(平均 SNR) = 2.5, SNR<sub>v</sub>(SNR 方差) = 0.25。同样, 在状态 b 和状态 c 中, 由算式 (3) 和 (4) 分别算出 SNR<sub>m</sub>(平均 SNR) = 2.5, SNR<sub>v</sub>(SNR 方差) = 1.25。即, 在 SNR 变化小的状态 a 中, SNR 方差就小。反之, 在 SNR 变化相对大的状态 b、c 中, SNR 方差就大。从此结果可知, 通过使用 SNR 方差作为估计各个块内的传输路径特性的变化的参数, 可以准确地估计各个块内的传输路径特性的变化。因此, 在无线发送装置 100 中, 在进行副载波的块化时, 可准确地分别根据状态 a ~ c 选择相应的最佳调制方式。

[0068] 接着, 说明一下由具有上述构成的无线发送装置 100 中的分配部 108 进行的调制方式的选择方法。此处, 根据下述选择方法 1 或 2 来选择 64QAM、16WQAM、QPSK 和 BPSK 中的任何一种调制方式。

[0069] <选择方法 1>

[0070] 分配部 108 根据从传输路径特性 107 输入的传输路径特性的信息, 即 SNR<sub>m</sub>(平均 SNR) 和 SNR<sub>v</sub>(SNR 方差) 选择传输效率最好的调制方式。在某个预定的 PER(例如, PER = 10<sup>-1</sup>) 处 SNR<sub>m</sub>(平均 SNR) 和 SNR<sub>v</sub>(SNR 方差) 与调制方式的对应关系如图 4 所示。在图 4 中, 通过 SNR 方差的反函数和平均 SNR 预先将 2 维坐标区间分成 5 个区域, 不同的调制方式(包括“不发送”)被分别分配往各个区域。因此, 所估计的传输路径特性用坐标 (SNR<sub>m</sub>, 1/SNR<sub>v</sub>) 表示, 并且选择与坐标所在区域相对应的调制方式和编码率。

[0071] <选择方法 2>

[0072] 作为加权 (dB 值的加权) SNR, 定义下列 4 种。

[0073] (1) SNRw1 = SNRm - sqrt(SNRv) \* w

[0074] (2) SNRw2 = SNRm - sqrt(SNRv) \* w (|SNRm<sub>max</sub> - SNRm| / |SNRm<sub>max</sub>|)

[0075] (3) SNRw3 = SNRm - sqrt(SNRv) \* w (fd / fd<sub>max</sub>)

[0076] (4) SNRw4 = SNRm - sqrt(SNRv) \* w (σ / σ<sub>max</sub>)

[0077] 此处, SNR<sub>max</sub>、fd<sub>max</sub> 和 σ<sub>max</sub> 分别是最大的平均 SNR、最大可能的多普勒频率、最大可能的延迟扩散。sqrt(SNRv) 表示 SNRv 的平方根。另外, 加权系数 w 是对如下数值进行归一化处理后的函数。即, 在 SNRw1 中 :常数。SNRw2 中 :平均 SNR。SNRw3 中 :多普勒频率 fd。

SNRw4 中 : 延迟扩散  $\sigma$ 。例如, 加权系数 w 采用算式 (5) 中给出的值。

$$[0078] \quad w(x) = \begin{cases} x^2, & 0 \leq x \leq 1 \\ 1, & x > 1 \end{cases} \quad (5)$$

[0079] 然后, 下面从如图 5 所示的 PER-SNR 静态特性中选择调制方式和编码率。首先使用图 5 所示的静态特性, 根据所需的 PER( 图 5 中为  $10^{-1}$  ) 确定各调制方式的阈值 ( $T_1 \sim T_4$ )。接着, 对特定的多普勒频率  $f_d$  计算 SNRw3。如果  $SNRw3 \geq T_4$ , 则选择 64QAM( 编码率  $R = 1/2$  ); 如果  $T_3 \leq SNRw3 < T_4$ , 则选择 16QAM( $R = 1/2$  ); 如果  $T_2 \leq SNRw3 < T_3$ , 则选择 QPSK( $R = 1/2$  ); 和如果  $T_1 \leq SNRw3 < T_2$ , 则选择 BPSK( $R = 1/2$  )。

[0080] 对特定的延迟扩散  $\sigma$  可以求得 SNRw4。如果  $SNRw4 \geq T_4$ , 则选择 64QAM( $R = 1/2$  ); 如果  $T_3 \leq SNRw4 < T_4$ , 则选择 16QAM( $R = 1/2$  ); 如果  $T_2 \leq SNRw4 < T_3$ , 则选择 QPSK( $R = 1/2$  ); 如果  $T_1 \leq SNRw4 < T_2$ , 则选择 BPSK( $R = 1/2$  )。关于 SNRw1、SNRw2 也与 SNRw3、SNRw4 同样, 可以根据图 5 所示的 PER-SNR 特性来选择调制方式和编码率。

[0081] 这样, 在本实施方式中, 由于在实施副载波的块化的通信系统中, 使用 SNR 方差表示各块内的传输路径特性的变化的参数, 因而可以准确地估计各个块内的传输路径特性的变化, 结果, 在自适应调制中可准确地选择最佳调制方式。

[0082] 另外, 在本实施方式中, 使用 SNR 方差表示各个块内的传输路径特性的变化的参数, 也可以通过将确定 SNR 方差的算式 (4) 的变形, 获得下列参数。这些参数中任何一个参数都可作为表示各块内的传输路径特性的变化的参数与 SNR 方差同样使用之。

[0083] • 瞬时 SNR 的平均变化量

$$[0084] \quad u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |g_l(s, i) - SNRm_l|$$

[0085] • 瞬时 SNR 的最大变化量

$$[0086] \quad v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i) - SNRm_l|$$

[0087] • 瞬时 SNR 的最大变化量的平方

$$[0088] \quad x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i) - SNRm_l|^2$$

[0089] • 瞬时 SNR 的最大和最小之差

$$[0090] \quad z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} g_l(s, i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} g_l(s, i) \right|$$

[0091] • 瞬时 SNR 的最大的平方和最小的平方之差

$$[0092] \quad d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |g_l(s, i)|^2$$

[0093] ( 实施方式 2 )

[0094] 在本实施方式中, 对作为表示各块内的传输路径特性变化的值使用信道估计值的方差的情况说明如下。

[0095] 图 6 是示出根据本发明实施方式 2 的传输路径特性估计部 205 的结构方框图。在图 6 中, 此图中与实施方式 1( 图 2 ) 相同构成的部分使用了同一符号, 说明从略。

[0096] 信道估计值计算部 2056 根据上述的算式 (1) 计算信道估计值, 并且输出这些值至

信道方差计算部 2057。

[0097] 信道估计值计算部 2057 根据算式 (6) 以块为单位计算 1 ~ L 各个块的信道估计值的方差 :Hv<sub>l</sub>, 并且将结果作为传输路径特性信息输出至发送 RF 部 210。现在, Hv<sub>l</sub> 表示第 1 块的信道估计值的方差。这里, 算式 (6) 是在上述算式 (2) 中假定在块内所有副载波的 P<sub>0</sub> 和 N<sub>0</sub> 为常数而获得的算式。

$$[0098] Hv_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (h_l(s, i) - Hm_l)^2 \quad \dots \quad (6)$$

$$[0099] \text{此处, } Hm_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I h_l(s, i)$$

[0100] 通过使用这样的信道估计值的方差作为估计各个块内的传输路径特性变化的参数, 能够和实施方式 1 同样准确地估计块内的传输路径特性的变化。因此, 根据本实施方式, 当在进行副载波的块化的通信系统中进行自适应调制时, 可以精确地选择最佳的调制方式。

[0101] 另外, 通过采用信道估计值的方差作为估计各个块内的传输路径特性的变化的参数, 无线发送装置 100 可以采用与实施方式 1 相同的选择方法来选择调制方式。在选择方法 2 中, 作为加权 SNR, 定义以下 4 种。

$$[0102] (1) SNRw1 = SNRm - Hv * w$$

$$[0103] (2) SNRw2 = SNRm - Hv * w (|Hv_{max} - Hv| / |Hv_{max}|)$$

$$[0104] (3) SNRw3 = SNRm - Hv * w (fd / fd_{max})$$

$$[0105] (4) SNRw4 = SNRm - Hv * w (\sigma / \sigma_{max})$$

[0106] 另外, 在本实施方式中, 信道估计值的方差被用作表示各个块内的传输路径特性的变化的参数, 通过将确定信道估计值的方差的算式 (6) 变形, 也可获得以下参数。这些参数中的任何一个都可以和信道估计值的方差同样的使用为表示各块内的传输路径特性的变化的参数。

[0107] • 信道估计值的平均变化量

$$[0108] u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |h_l(s, i) - Hm_l|$$

[0109] • 信道估计值的最大变化量

$$[0110] v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s, i) - Hm_l|$$

[0111] • 信道估计值的最大变化量的平方

$$[0112] x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s, i) - Hm_l|^2$$

[0113] • 信道估计值的最大和最小之差

$$[0114] z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} h_l(s, i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} h_l(s, i) \right|$$

[0115] • 信道估计值的最大的平方和最小的平方之差

$$[0116] d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s, i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |h_l(s, i)|^2$$

[0117] (实施方式 3)

[0118] 在本实施方式中,对作为表示各块内的传输路径特性变化的值使用导频部分的信号的振幅值的方差(导频方差)时的情况说明如下。

[0119] 图 7 是示出根据本发明实施方式 3 的传输路径特性估计部 205 的结构方框图。在图 7 中,在与实施方式 1(图 2)相同的构成部分使用了同一符号,说明从略。

[0120] 导频方差计算部 2058 根据算式(7)以块为单位计算 1 ~ L 各个块的导频的方差  $Yv_1$ ,并且将  $Yv_1$  输出至发送 RF 部 210 作为传输路径特性信息。现在,  $Yv_1$  表示第 1 块的导频方差。这里,算式(7)是在上列算式(1)中分母为常数时所得的算式。

$$[0121] Yv_1 = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I (y_l(s, i) - Ym_l)^2 \quad (7)$$

$$[0122] \text{此处, } Ym_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I y_l(s, i)$$

[0123] 通过使用这样的导频方差作为估计各个块内的传输路径特性变化的参数,同实施方式 1 同样,也可准确地估计各个块内的传输路径特性的变化。因此,在本实施方式中,在进行副载波的块化的通信系统中进行自适应调制时,可以准确地选择最佳的调制方式。

[0124] 同样,通过使用导频方差作为估计各个块内的传输路径特性变化的参数,无线发送装置 100 也可使用与实施方式 1 相同的选择方法选择调制方式。在选择方法 2 中,作为加权 SNR,要进行与实施方式 2 相同的 4 种加权 SNR 的定义。另外,在上述示例中,导频方差已被用作表示各个块内的传输路径特性变化的参数,通过将确定导频方差的算式(7)的变形,也可获得如下的参数。在这些参数中,任何一个参数都可被用作与导频方差同样地使用为表示各个块内的传输路径特性的变化的参数。

[0125] • 导频部分的接收信号的平均变化量

$$[0126] u_l = \frac{1}{SI} \sum_{s=1}^S \sum_{i=1}^I |y_l(s, i) - Ym_l|$$

[0127] • 导频部分的接收信号的最大变化量

$$[0128] v_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s, i) - Ym_l|$$

[0129] • 导频部分的接收信号的最大变化量的平方

$$[0130] x_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s, i) - Ym_l|^2$$

[0131] • 导频部分的接收信号的最大和最小之差

$$[0132] z_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} y_l(s, i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} y_l(s, i) \right|$$

[0133] • 导频部分的接收信号的最大的平方和最小的平方之差

$$[0134] d_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s, i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S}} |y_l(s, i)|^2$$

[0135] (实施方式 4)

[0136] 在进行副载波块化的通信系统中实行自适应调制时,引起各块的通信质量下降的主要因素是在各块的副载波中低于或等于平均 SNR 的瞬时 SNR 的副载波。因此在本实施方

式中,仅使用了在上述实施方式 1 ~ 3 中所使用的低于或等于平均 SNR 的瞬时 SNR 来求出方差。

[0137] 具体地说,在上述实施方式 1 中根据上述算式(4) 使用  $S \times I$  个瞬时 SIR 来计算方差,取而代之在本实施方式中,根据算式(8) 仅使用低于或等于平均 SNR 的  $G_s$  个的瞬时 SNR 来计算 SNR 方差 : $\text{SNRv}'_1$ 。现在,  $G_s$  表示在  $S \times I$  个瞬时 SNR 中低于或等于平均 SNR 的瞬时 SNR 的数量。

$$[0138] \quad \text{SNRv}'_l = \frac{1}{G_s} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ g_l(s,i) < \text{SNRm}_l}}^I (g_l(s,i) - \text{SNRm}_l)^2 \quad (8)$$

[0139] 同样,根据算式(9) 仅使用低于或等于  $Hm_l$  的  $G_h$  个信道估计值来计算信道估计值的方差 : $\text{Hv}'_1$ ,以此来代替在上述实施方式 2 中用上述算式(6) 计算信道估计值的方差。现在,  $G_h$  表示在  $S \times I$  个信道估计值中低于或等于平均信道估计值的信道估计值的数量。

$$[0140] \quad \text{Hv}'_l = \frac{1}{G_h} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ h_l(s,i) < Hm_l}}^I (h_l(s,i) - Hm_l)^2 \quad (9)$$

[0141] 同样地,在实施方式 3 中用上述算式(7) 计算导频方差,取而代之在本实施方式中,从算式(10) 中仅使用具有低于或等于  $Ym_l$  的振幅的  $G_y$  个的导频部分的接收信号求出导频方差 : $\text{Yv}'_1$ 。现在,  $G_y$  表示在  $S \times I$  个的导频部分的接收信号中低于或等于平均振幅的导频部分的接收信号的数量。

$$[0142] \quad \text{Yv}'_l = \frac{1}{G_y} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ y_l(s,i) < Ym_l}}^I (y_l(s,i) - Ym_l)^2 \quad (10)$$

[0143] 因此,根据本实施方式,由于在各块中的全部副载波中仅用招致块的通信质量下降的副载波求出传输路径特性的方差。因此,在进行副载波块化的通信系统中进行自适应调制时,可以更准确地选择最佳调制方式。

[0144] 另外,在本实施方式中,除了所举出的与方差同样地可作为表示在上述实施方式 1 ~ 3 中块内的传输路径特性变化的参数之外,还可举出如下的参数。

[0145] • 低于平均值的瞬时 SNR 的平均变化量

$$[0146] \quad u'_l = \frac{1}{G_s} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ g_l(s,i) < \text{SNRm}_l}}^I |g_l(s,i) - \text{SNRm}_l|$$

[0147] • 低于平均值的瞬时 SNR 的最大变化量

$$[0148] \quad v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < \text{SNRm}_l}} |g_l(s,i) - \text{SNRm}_l|$$

[0149] • 低于平均值的瞬时 SNR 的最大变化量的平方

$$[0150] \quad x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < \text{SNRm}_l}} |g_l(s,i) - \text{SNRm}_l|^2$$

[0151] • 低于平均值的瞬时 SNR 的最大和最小之差

$$[0152] z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} g_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} g_l(s,i) \right|$$

[0153] • 低于平均值的瞬时 SNR 的最大的平方和最小的平方之差

$$[0154] d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ g_l(s,i) < SNRm_l}} |g_l(s,i)|^2$$

[0155] • 低于平均值的信道估计值的平均变化量

$$[0156] u'_l = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ h_l(s,i) < Hm_l}}^I |h_l(s,i) - Hm_l|$$

[0157] • 低于平均值的信道估计值的最大变化量

$$[0158] v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i) - Hm_l|$$

[0159] • 低于平均值的信道估计值的最大变化量的平方

$$[0160] x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i) - Hm_l|^2$$

[0161] • 低于平均值的信道估计值的最大和最小之差

$$[0162] z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} h_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} h_l(s,i) \right|$$

[0163] • 低于平均值的信道估计值的最大的平方和最小的平方之差

$$[0164] d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ h_l(s,i) < Hm_l}} |h_l(s,i)|^2$$

[0165] • 低于平均振幅的导频部分的接收信号的平均变化量

$$[0166] u'_l = \frac{1}{G_S} \sum_{s=1}^S \sum_{\substack{i=1 \\ y_l(s,i) < Ym_l}}^I |y_l(s,i) - Ym_l|$$

[0167] • 低于平均振幅的导频部分的接收信号的最大变化量

$$[0168] v'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i) - Ym_l|$$

[0169] • 低于平均振幅的导频部分的接收信号的最大变化量的平方

$$[0170] x'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i) - Ym_l|^2$$

[0171] • 低于平均振幅的导频部分的接收信号的最大和最小之差

$$[0172] z'_l = \frac{1}{2} \left| \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} y_l(s,i) - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} y_l(s,i) \right|$$

[0173] • 低于平均振幅的导频部分的接收信号的最大的平方和最小的平方之差

$$[0174] d'_l = \max_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i)|^2 - \min_{\substack{1 \leq i \leq I \\ 1 \leq s \leq S \\ y_l(s,i) < Ym_l}} |y_l(s,i)|^2$$

[0175] 用于上述各实施方式的说明中的各功能块通常可实现为 LSI, 它是一种集成电路。这些块既可是每个块分别集成到一个芯片, 或者可以是所有块或者一部分集成到一个芯片中。

[0176] 虽然此处以 LSI 为例, 但根据集成程度, 集成芯片可以为 IC、系统 LSI、高级 LSI (Super LSI)、或超级 LSI (Ultra LSI)。

[0177] 另外, 实现集成电路化的方法不仅限于 LSI, 也可使用专用电路或通用处理器实现之。在 LSI 制造后可利用 FPGA(Field Programmable Gate Array, 现场可编程门阵列), 或者可以使用可重构 LSI 内部的电路单元的连接和设定的可重构处理器。

[0178] 再者, 随着半导体的技术进步和 / 或随之派生的其他技术的出现, 如果能够出现替代 LSI 集成回路化的新技术, 当然也可利用此新技术进行功能块的集成化。并存在着适用生物技术的可能性。

[0179] 如上所述, 根据本发明, 在进行副载波的块化和自适应调制的多载波通信系统中, 可准确地选择适合每块的最佳调制方式, 从而提高传输效率。

[0180] 本说明书是根据 2003 年 7 月 31 日提出的申请号为 2003-284509 的日本专利, 其内容全部包括于此作为参考。

[0181] 产业可应用性

[0182] 本发明适用于移动通信系统中所使用的移动站装置和基站装置等。

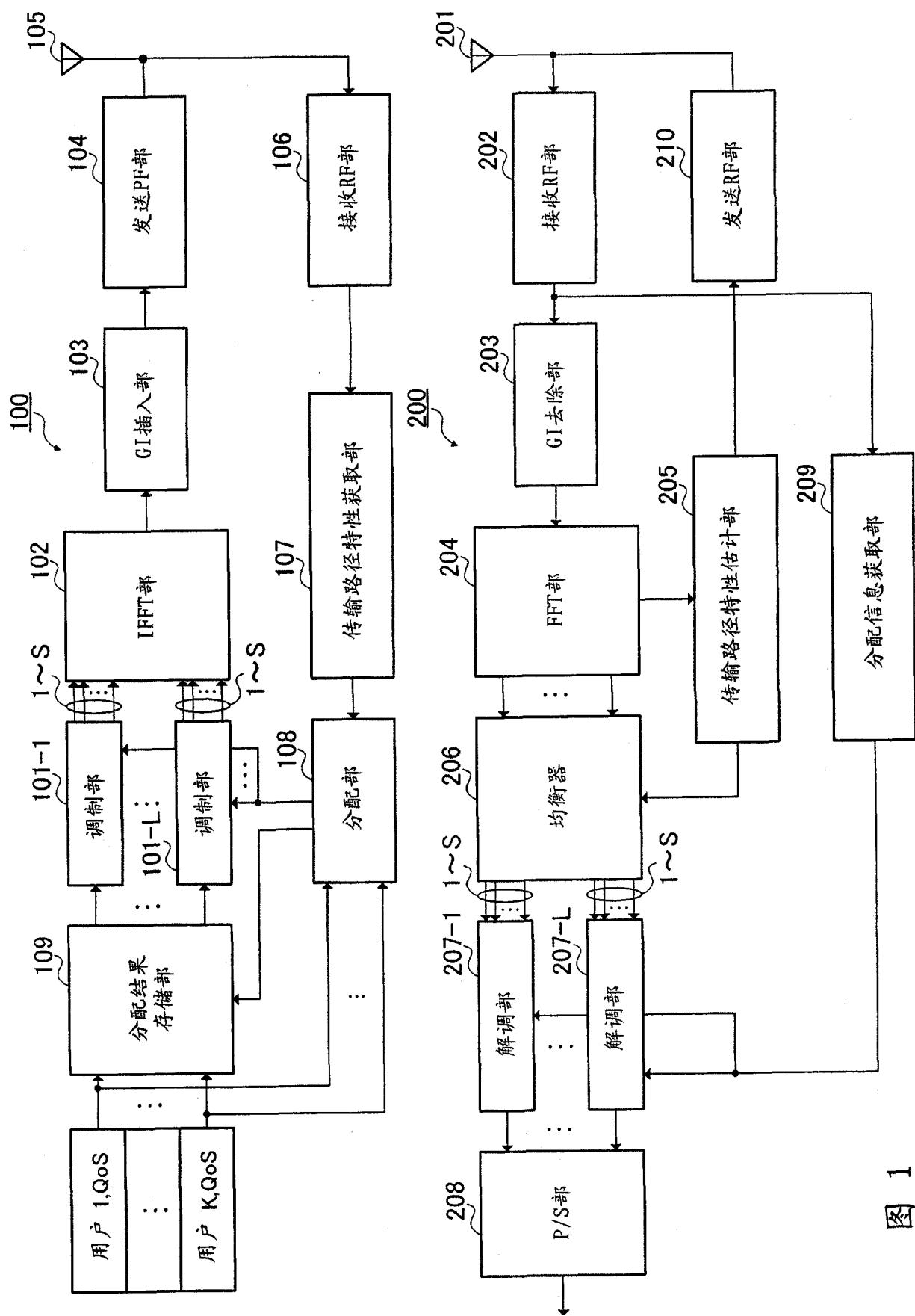


图 1

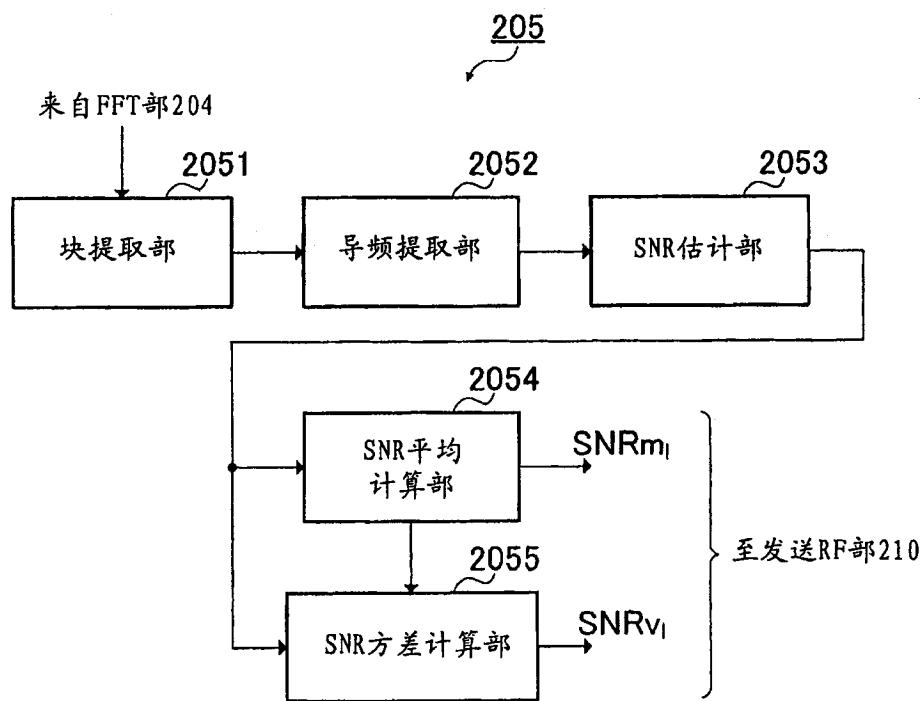


图 2

副载波编号	SNR		
	状态 a	状态 b	状态 c
1	2	1	4
2	3	2	3
3	2	3	2
4	3	4	1
SNR方差	0.25	1.25	1.25

图 3

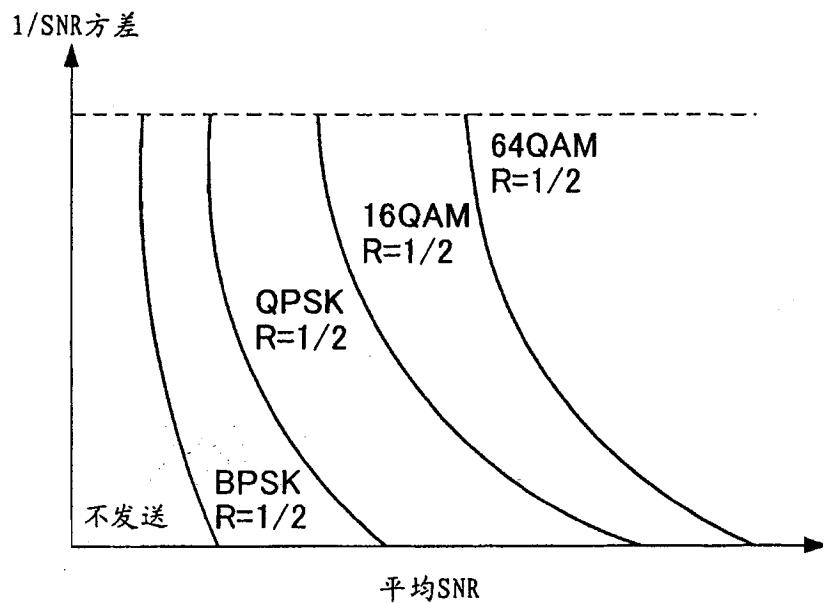


图 4

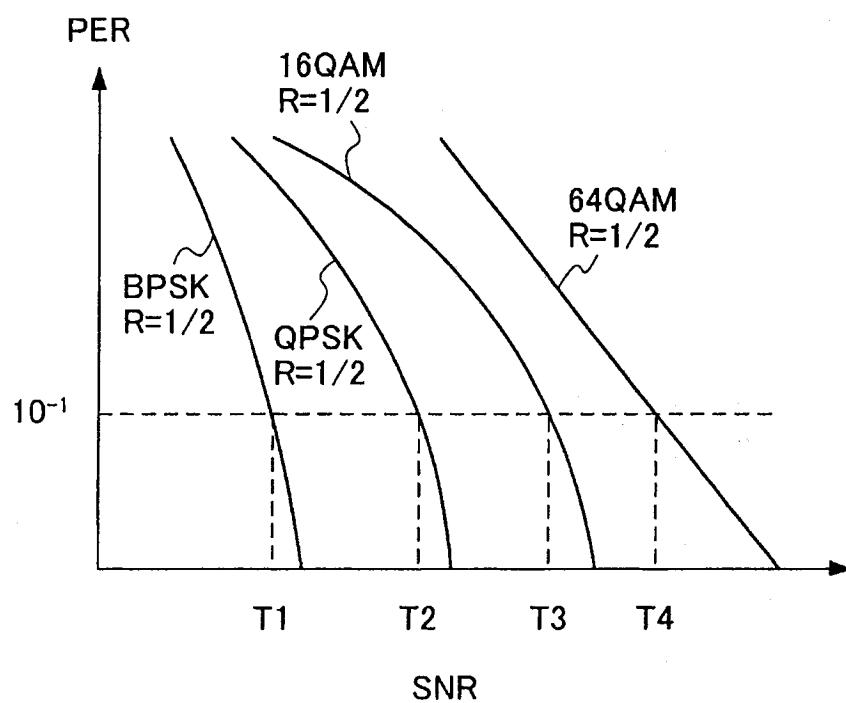


图 5

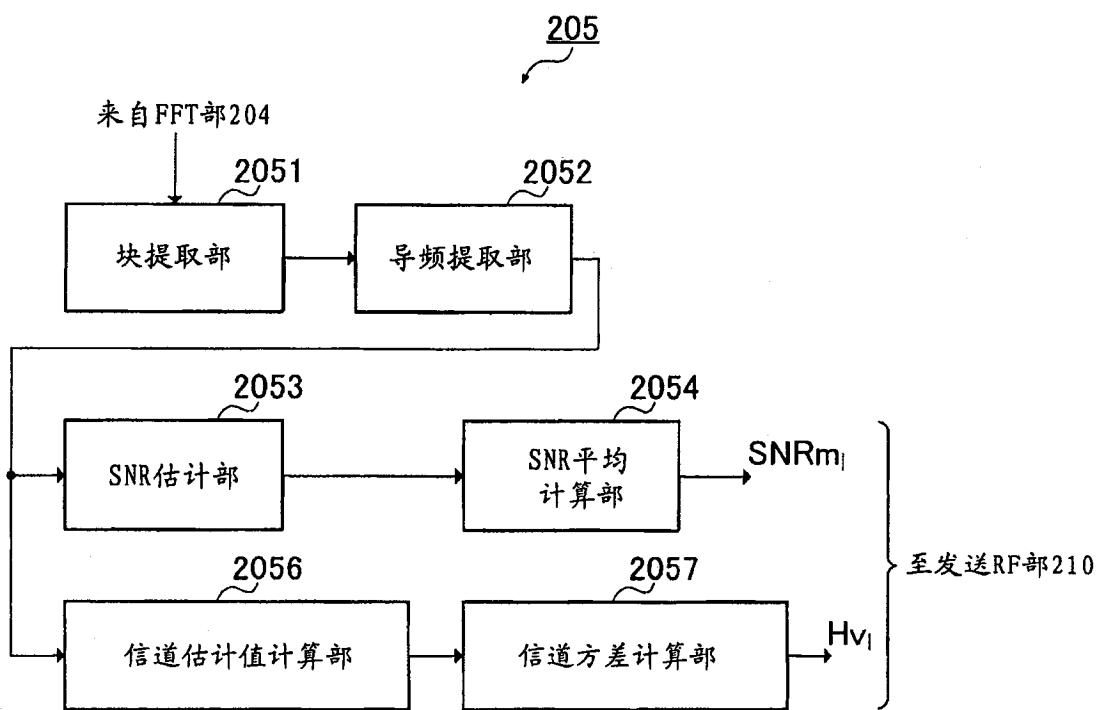


图 6

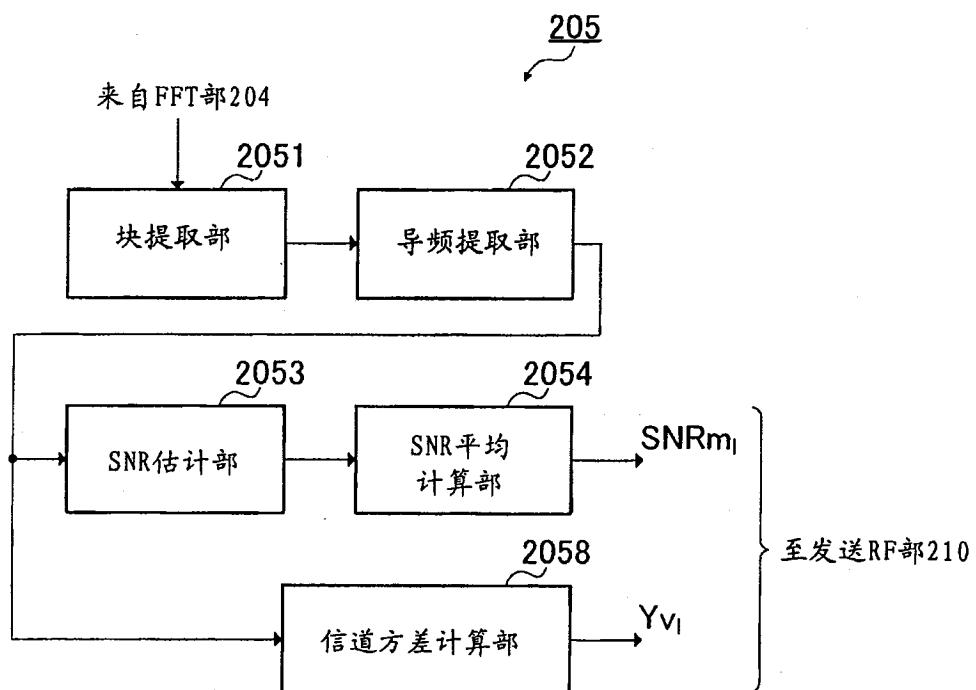


图 7

副载波编号	SNR		
	状态 a	状态 b	状态 c
1	2	1	4
2	3	2	3
3	2	3	2
4	3	4	1
归一化SNR误差	0.3	0.3	0.3

图 8