(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101981847 B

(45)授权公告日 2013.12.25

(21)申请号 200980111682.0

(22)申请日 2009.01.30

(30)优先权数据

024355/08 2008.02.04 JP

315035/08 2008.12.10 JP

(85)PCT申请进入国家阶段日

2010.09.29

(86)PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/051626 2009.01.30

(87)PCT申请的公布数据

WO2009/099013 JA 2009.08.13

(73)专利权人 株式会社NTT都科摩

地址 日本东京都

(72)发明人 樋口健一

(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所 11105

代理人 于小宁

(51)Int.Cl.

H04L 27/01(2006.01)

H04J 99/00(2009.01)

H04B 7/04(2006.01)

H04J 11/00(2006.01)

(56)对比文件

JP 2006222743 A,2006.08.24, 全文.

审查员 林姓

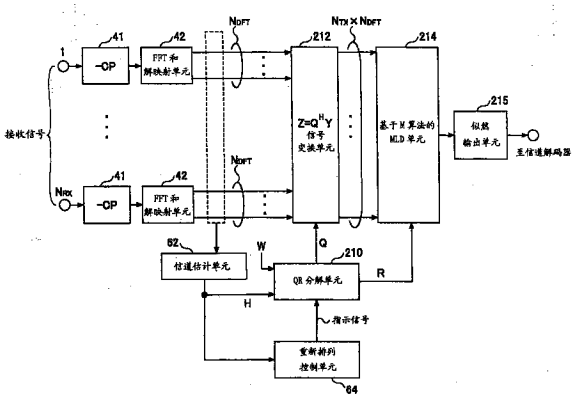
权利要求书2页 说明书14页 附图6页

(54)发明名称

移动通信系统、接收装置以及方法

(57)摘要

发送装置将要发送的码元序列中的一组码元进行离散傅立叶变换，并映射到多个副载波，在被进行傅立叶反变换后，从多个发送天线发送。接收装置对接收信号进行傅立叶变换，提取映射到各个副载波的信号分量，通过应用QR分解算法，估计通过各个副载波传输的码元。接收装置导出酉矩阵，使得决定发送的码元序列和副载波的对应关系的矩阵(W)、信道矩阵(H)、该酉矩阵(Q^H)之积成为三角矩阵(R)，使用它们估计从各个发送天线发送的码元的候选。



CN 101981847 B

1. 一种接收装置，在使用单载波方式的多输入多输出传输方式的移动通信系统中被使用，

所述移动通信系统中的发送装置发送的码元序列中的一组码元，在通过傅立叶变换而与规定的权重一起映射到多个副载波后，被进行傅立叶反变换，从多个发送天线被发送，

该接收装置具有：

对由多个接收天线接收到的信号进行傅立叶变换，提取各个副载波的信号分量的部件；以及

信号检测部件，对提取出的信号分量应用 QR 分解算法，估计各个副载波的码元，

所述信号检测部件具有：

分解部件，求酉矩阵，使得该酉矩阵和三角矩阵之积成为与决定所述要发送的码元序列和副载波的对应关系的权重矩阵和表示所述发送以及接收天线间的无线信道状态的信道矩阵之积相等；以及

估计部件，使用对包含由各个接收天线接收到的信号分量的接收向量乘以所述酉矩阵所得的向量与所述三角矩阵，估计从各个发送天线发送的码元的候选。

2. 如权利要求 1 所述的接收装置，

所述信号检测部件还具有对所述码元的每个候选准备度量，根据所述度量缩窄候选的部件，所述度量表示码元星座图中的接收码元以及码元的候选之间的平方欧几里德距离。

3. 如权利要求 1 所述的接收装置，

在该接收装置中设置重新排列控制部件，该重新排列控制部件将用于重新排列所述信道矩阵以及所述权重矩阵的矩阵积的行或列的指示信号提供给所述分解部件，

所述分解部件求该三角矩阵以及该酉矩阵，使得根据所述指示信号重新排列了行或者列的所述矩阵积与三角矩阵以及酉矩阵的积相等。

4. 如权利要求 3 所述的接收装置，

所述重新排列控制部件准备所述指示信号，使得所述估计部件在按照 M 算法估计码元时，与更强的接收功率对应的发送天线的码元在与更弱的接收功率对应的发送天线的码元之前被估计。

5. 如权利要求 3 所述的接收装置，

所述重新排列控制部件准备所述指示信号，使得在由所述估计部件估计了从第 1 发送天线发送的码元的第 1 副载波的副载波分量后，由所述估计部件估计通过该第 1 副载波从第 2 发送天线发送的码元的副载波分量。

6. 一种移动通信系统，使用单载波方式的多输入多输出传输方式，并包含发送装置以及接收装置，

所述发送装置具有：

将要发送的码元序列中的一组码元通过傅立叶变换，与规定的权重一起映射到多个副载波的部件；

对映射后的一组码元进行傅立叶反变换的部件；以及

将包含傅立叶反变换后的码元的信号从多个发送天线发送的部件，

所述接收装置具有：

对由多个接收天线接收到的信号进行傅立叶变换，提取映射到各个副载波的信号分量

的部件；以及

信号检测部件，对提取出的信号分量应用 QR 分解算法，估计通过各个副载波传输的码元，

所述信号检测部件具有：

分解部件，导出酉矩阵，使得该酉矩阵和三角矩阵之积成为与决定所述要发送的码元序列和副载波的对应关系的权重矩阵和表示所述发送以及接收天线间的无线信道状态的信道矩阵之积相等；以及

估计部件，使用对包含由各个接收天线接收到的信号分量的接收向量乘以所述酉矩阵所得的向量与所述三角矩阵，估计从各个发送天线发送的码元的候选。

7. 如权利要求 6 所述的移动通信系统，

所述发送装置在用户装置中具备，所述接收装置在基站装置中具备。

8. 一种在移动通信系统中使用的方法，该移动通信系统使用单载波方式的多输入多输出传输方式，并包含发送装置以及接收装置，

在所述发送装置中进行

将要发送的码元序列中的一组码元通过傅立叶变换而与规定的权重一起映射到多个副载波的步骤；

对映射后的一组码元进行傅立叶反变换的步骤；以及

将包含傅立叶反变换后的码元的信号从多个发送天线发送的步骤，

在所述接收装置中进行

对由多个接收天线接收到的信号进行傅立叶变换，提取各个副载波的信号分量的步骤；以及

信号检测步骤，对提取出的信号分量应用 QR 分解算法，估计各个副载波的码元，

在所述信号检测步骤中，

导出酉矩阵，使得该酉矩阵和三角矩阵之积成为与决定所述要发送的码元序列和副载波的对应关系的权重矩阵和表示所述发送以及接收天线间的无线信道状态的信道矩阵之积相等，

使用对包含由各个接收天线接收到的信号分量的接收向量乘以所述酉矩阵所得的向量与所述三角矩阵，估计从各个发送天线发送的码元的候选。

移动通信系统、接收装置以及方法

技术领域

[0001] 本发明与移动通信的技术领域相关，特别与进行单载波方式的MIMO(Multiple Input Multiple Output，多输入多输出）传输的移动通信系统、接收装置以及方法相关。

[0002] 背景技术

[0003] 多载波传输方式是将频带分割为多个窄频带（副载波），以各个副载波独立地传输信号的方式。特别地，正交频分多址(OFDMA：Orthogonal Frequency Division Multiple Access)方式通过配置副载波，以使各个副载波相互正交，从而提高频率利用效率，实现高速大容量化。在OFDMA方式中，由于能够有效地抑制副载波间干扰，因此，能够使用各个副载波并行地发送信号，因此能够加长1码元的长度。另外，通过将保护间隔确保某一程度长，从而也能够有效地抑制多路径干扰。

[0004] 但是，在多载波传输方式中，映射到各个副载波的信号在时域被相互重叠发送，因此，在发送中需要瞬间性相当大的峰值功率。即，在多载波传输方式中，峰值功率与平均功率之比(PAPR：Peak-to-Average Power Ratio)有可能变得相当大，对移动终端来说特别担心这种情况。

[0005] 从降低PAPR的观点来看，一般地，单载波传输方式有利。特别地，SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)方式或者DFT扩频OFDM(Discrete Fourier Transform spread OFDM)方式是单载波方式，但是能够有效地活用宽频带的频带。在SC-FDMA方式中，发送信号在傅立叶变换后被映射到任意一个副载波，映射后的信号在傅立叶反变换后被无线发送。在接收侧，接收信号被傅立叶变换，取出被映射到各个副载波的信号分量，估计发送码元。这样的单载波传输方式，从降低PAPR，并且实现频带的有效活用的观点来看理想。

[0006] 但是，在单载波方式的情况下，由于各个副载波的频带宽度变宽，因此容易产生多路径干扰。在要求传输速度的高速化的情况下，多路径干扰变得 特别显著。例如，在数据调制多阶数(modulation level)大的情况或使用MIMO复用传输方式这样的情况下，变得特别显著。这种情况也对接收侧的信号检测精度的恶化带来大的影响。

[0007] 作为一例，假设发送天线数为N，数据调制多进制数为B(例如如果为16QAM，则B＝4)，设想的多路径数为P，在接收侧进行通过最大似然判定法(MLD：Maximum Likelihood Detection)的信号检测（关于以往的QRM-MLD法，例如参照K.J.Kim，et al.，“Joint channel estimation and data detection algorithm for MIMO-OFDM systems”，Proc.36th Asilomar Conference on Signals，Systems and Computers，Nov.2002。如上述那样，在使用OFDM方式的情况下，副载波间干扰有效地被抑制，收敛在保护间隔的范围内的多路径干扰被充分抑制。此时，在接收侧必须考察的码元候选总数为

[0008] $2^{N\times B}$

[0009] 相对于此，在为单载波方式的情况下，由于不能忽略多路径干扰，因此必须考察的码元候选总数甚至达到

[0010] $2^{N\times B\times P}$

[0011] 根据多路径数，候选数指数函数性地增加，因此信号检测的运算量变得相当大。这种情况在进行单载波方式的 MIMO 传输时，难以应用虽然信号检测为高精度但是运算量大的 MLD 法。另一方面，在迫零 (ZF，zero forging) 法、最小均方误差 (MMSE) 法这样的运算量少的信号检测法中，担心信号检测精度的恶化。在接收侧的信号检测精度不良意味着，必须以更强的功率发送信号以维持所需要的信号质量 (所需要的 SINR)。从抑制 PAPR，节约电池等观点来看，尽管采用了单载波方式，其结果，却需要大的发送功率，不理想。

[0012] 发明内容

[0013] 发明要解决的课题

[0014] 本发明的课题是，在移动通信系统中使用单载波的 MIMO 方式，且使用 SC-FDMA 方式的情况下，实现在接收侧的信号检测精度的提高。

[0015] 用于解决课题的手段

[0016] 在本发明中，使用移动通信系统，该移动通信系统使用单载波方式的 MIMO 传输方式，且包含发送装置以及接收装置。

[0017] 所述发送装置具有 ：将发送的码元序列中的一组码元通过傅立叶变换，与规定的权重一起映射到多个副载波的部件 ；对映射后的一组码元进行傅立叶反变换的部件 ；以及将包含傅立叶反变换后的码元的信号从多个发送天线被发送的部件。

[0018] 所述接收装置具有 ：对由多个接收天线接收到的信号进行傅立叶变换，提取映射到各个副载波的信号分量的部件 ；以及信号检测部件，对提取出的信号分量应用 QR 分解算法，估计在各个副载波传输的码元。

[0019] 所述信号检测部件具有 ：导出某一酉矩阵，使得决定所述发送的码元序列和副载波的对应关系的矩阵、表示所述发送以及接收天线间的无线信道状态的信道矩阵、该酉矩阵之积成为三角矩阵的部件 ；以及使用对包含由各个发送天线接收到的信号分量的接收向量乘以了所述酉矩阵得到的向量与所述三角矩阵，估计从各个发送天线发送的码元的候选的部件。

[0020] 发明的效果

[0021] 根据本发明，在移动通信系统中使用单载波的 MIMO 方式，且使用 SC-FDMA 方式的情况下，能够实现在接收侧的信号检测精度的提高。

附图说明

[0022] 图 1 是表示在本发明的一实施例中使用的移动通信系统的图。

[0023] 图 2 表示发送装置的部分功能方框图。

[0024] 图 3 是表示在 DFT 单元 21 中进行的运算内容的概念图。

[0025] 图 4 表示接收装置的部分功能方框图。

[0026] 图 5 是表示信号检测单元的一例的图。

[0027] 图 6 表示更详细的接收装置的功能方框图。

[0028] 图 7 式表示判定码元的组合的难易度根据衰减相关的大小而不同的情况的图。

[0029] 标号说明

[0030] 50 小区

[0031] 100 用户装置 (UE)

[0032] 200 基站 (eNB)

[0033] 300 接入网关

[0034] 400 核心网络

[0035] 21 离散傅立叶变换单元 (DFT)

[0036] 22 频域映射器 (mapper)

[0037] 23 快速傅立叶反变换单元 (IFFT)

[0038] 24 保护间隔赋予单元

[0039] 41 保护间隔除去单元 (-CP)

[0040] 42 快速傅立叶变换单元 (FFT)

[0041] 43 频域解映射器 (demapper)

[0042] 44 信号检测单元

[0043] 62 信道估计单元

[0044] 64 重新排列 (permutation) 控制单元

[0045] 210QR 分解单元

[0046] 212 信号变换单元

[0047] 214 最大似然 (maximum likelihood) 判定单元

[0048] 215 似然输出单元

[0049] 216-1 ～ 4 判定单元

具体实施方式

[0050] 在本发明的一实施方式中，使用接收装置，该接收装置在使用单载波方式的 MIMO 传输方式的移动通信系统中使用。在移动通信系统中，使用 SC-FDMA 方式的多址接入法。该接收装置具有 ：对由多个接收天线接收到的信号进行傅立叶变换，提取映射到各个副载波的信号分量的部件 ；以及信号检测部件，对提取出的信号分量应用 QR 分解算法，估计在各个副载波传输的码元。所述信号检测部件具有 ：导出某一酉矩阵，使得决定所述发送的码元序列和副载波的对应关系的矩阵 W、表示所述发送以及接收天线间的无线信道状态的信道矩阵 H、该酉矩阵 Q^H 之积成为三角矩阵 R 的部件 ；以及使用对包含由各个发送天线接收到的信号分量的接收向量 Y 乘以了所述酉矩阵 Q^H 得到的向量与所述三角矩阵 R，估计从各个发送天线发送的码元的候选 x 的部件。

[0051] 在移动通信系统中使用利用 SC-FDMA 方式的单载波的 MIMO 方式的情况下，通过在接收侧使用 QR 分解算法，能够实现信号检测中的运算量的减轻，并能够实现信号检测精度的提高。通过提高信号检测精度，能够节约确 保所需要的质量而需要的发送功率。这在发送侧为用户装置的情况下特别有利。另外，通过使用 QR 分解算法，能够一次有效地进行频域中的均衡处理以及基于 MLD 等的信号分离处理。

[0052] 所述信号检测部件还可以进一步具有对所述码元的每个候选准备度量 (metric)，根据该度量缩窄候选的部件。所述度量可以表示码元星座图中的接收码元以及码元的候选之间的平方欧几里德距离。通过减轻信号检测时的运算量，能够对单载波 MIMO 传输应用以往不能应用的 MLD 法。这从进一步实现信号检测精度的提高的观点来看优选。

[0053] 将用于重新排列所述信道矩阵以及所述权重矩阵的矩阵积的行或列的指示信号

提供给所述分解部件的重新排列控制部件可以设置在该接收装置中。所述分解部件可以求该三角矩阵以及该酉矩阵，使得根据所述指示信号重新排列了行或者列的所述矩阵积与三角矩阵以及酉矩阵的积相等。

[0054] 所述重新排列控制部件可以准备所述指示信号，使得所述估计部件在按照 M 算法估计码元时，与更强的接收功率对应的发送天线的码元在与更弱的接收功率对应的发送天线的码元之前被估计。

[0055] 所述重新排列控制部件可以准备所述指示信号，使得在从第 1 发送天线发送的码元的第 1 副载波的副载波分量由所述估计部件估计后，在该第 1 副载波从第 2 发送天线发送的码元的副载波分量由所述估计部件估计。

[0056] 为了方便说明并促进发明的理解，使用具体的数值例进行了说明，但是只要不事先特别说明，这些数值只不过是简单的一例，可以使用适当的任何值。

[0057] 本发明的实施例从以下观点进行说明。

[0058] 1. 系统

[0059] 2. 发送装置

[0060] 3. 接收装置

[0061] 4. 动作

[0062] 5. 信号检测单元的细节

[0063] 6. 变形例 1

[0064] 7. 变形例 2

[0065] 8. 变形例 2- 方法 1、方法 2

[0066] 实施例 1

[0067] <1. 系统 >

[0068] 图 1 表示在本发明的实施例中使用的移动通信系统的概略。在图 1 中，表示了小区 50、处于小区 50 内的用户装置 100_1、100_2、100_3、基站 200、接入网关 300、核心网络 400。在本发明的一实施例中，一个以上的用户装置以 MIMO 方式与基站进行无线通信。用户装置典型是移动台，但是也可以是固定台。在该移动通信系统中，对上行链路使用 SC-FDMA 方式（或者 DFT 扩频 OFDM 方式）。在其它实施例中，可以对下行链路使用 SC-FDMA 方式。

[0069] <2. 发送装置 >

[0070] 图 2 表示在移动通信系统中使用的发送装置的一例。在本实施例中，该发送装置在用户装置中具备，但是在其它的实施例中，可以在基站中具备。图 2 表示 :离散傅立叶变换单元 (DFT)21、频域映射器 22、快速傅立叶反变换单元 (IFFT)23、以及保护间隔赋予单元 (+CP)24。

[0071] 离散傅立叶变换单元 (DFT 单元)21 接收发送对象的一连串的码元序列，对每规定数个码元进行离散傅立叶变换。该码元序列，典型为纠错编码以及数据调制后的码元的序列，但是更一般而言，可以是适当的任何的码元序列。DFT21 对每规定数个（例如 N_{DFT} 个）码元进行离散傅立叶变换，将时域的码元序列变换为频域的信号。N_{DFT} 表示离散傅立叶变换的窗口大小 (window size) 或者块大小。

[0072] 图 3 是用于说明在 DTF 单元 21 中进行的运算内容的概念图。左侧所示的 x_1 表示在全部 N_{TX} 个发送天线内、从第 1 发送天线发送的信号。从第 2、第 3、…第 N_{TX} 发送天线发

送的信号 x_2、x_3、…x_{NTX} 实际上也存在，但是为了实现图示的简化，未描绘它们。需要注意发送码元 x_1 是表示 N_{DFT} 个码元的包括性的表现。例如，作为一例，x_1 包含 N_{DFT} 个与码元星座图上的 1 点相关联的码元。离散傅立叶变换与这 N_{DTF} 个码元的加权相加处理等价。如图所示，x_1 中所包含的一连串的 N_{DFT} 个码元的序列 $x_1 = (x_{11}, x_{12}, \cdots x_{1NDFT})$ 由串 / 并行变换器 (S/P) 被变换，对每个码元乘以规定的权重 w_{1j} 后相加，从而导出第 1 副载波的信号 $w_1 \cdot x_1$。对于第 2 副载波导出 $w_2 \cdot x_2$，以下同样，导出对各个副载波映射的信号。这样，准备从第 1 发送天线在所有副载波中一次发送的 N_{DFT} 个副载波分量。对于来自其它发送天线的信号 x_2，…，x_{NTX} 也进行同样的运算。

[0073] 图 2 的频域映射器 22 将 DFT 后的一组码元与各个副载波建立对应（映 射）。在对上行链路进行频率调度的情况下，映射通过对可利用的资源单元映射各个码元来进行。关于可利用的资源单元是什么等，由该发送装置接收到的控制信息中的调度信息指示。本发明不论怎样映射，码元组都可以以适当的任何方法被映射到各个副载波。最简单的映射是从低频侧起，按顺序原封不动将 DFT 后的 N_{DFT} 个码元与 N_{DFT} 个副载波建立对应。

[0074] 快速傅立叶反变换单元 (IFFT)23 对与各个副载波建立了对应的码元进行快速傅立叶反变换，将频域的信号变换为时域的信号（发送码元）。

[0075] 保护间隔赋予单元 (+CP)24 对发送码元附加保护间隔，提供给后级的发送信号生成单元（未图示）。保护间隔可以通过循环前缀 (CP) 法准备。

[0076] <3. 接收装置 >

[0077] 图 4 表示在移动通信系统中使用的接收装置的一例。图 4 表示保护间隔除去单元 (-CP)41、快速傅立叶变换单元 (FFT)42、频域解映射器 43 以及信号检测单元 44。

[0078] 保护间隔除去单元 (-CP)41 从基带的接收信号中除去保护间隔。

[0079] 快速傅立叶变换单元 (FFT)42 对接收信号进行快速傅立叶变换，将时域的信号变换为频域的信号。

[0080] 频域解映射器 43 进行与发送侧的频域映射器 22 互补 (complementary) 的处理，取出被映射到各个副载波的信号分量。

[0081] 信号检测单元 44 从被映射到各个副载波的信号中，缩窄发送码元的候选，并最终决定其是什么。

[0082] <4. 动作 >

[0083] 接着说明动作。为了说明方便，假设将在图 2 的发送装置中，从第 n 发送天线发送的、被输入到 DFT21 的发送码元序列写为 x_n。发送码元序列 x_n 将 N_{DFT} 个码元作为元素 (element) 包含在内。N_{DFT} 表示离散傅立叶变换的窗口大小（块大小）。

[0084] $x_n = [x_{n1}\ x_{n2} \cdots x_{nNDFT}]^T$

[0085] 这里，T 表示转置 (transposition)，n 为 N_{TX} 以下的自然数，N_{TX} 为发送天线总数。

[0086] 另外，在 DFT 单元 21 中，应用于第 i(i 为 N_{DFT} 以下的自然数）副载波的权重系数 wi 如下式这样表现。

[0087] $w_i = [w_{i1}\ w_{i2} \cdots w_{iNDFT}]^T$

[0088] 将在图 3 的接收装置中，经由 N_{RX} 个接收天线一次接收到的所有的信号 Y 如

[0089] $Y = [y_1\ y_2 \cdots y_{NDFT}]^T$

[0090] 这样表现。y_i 表示由 N_{RX} 个接收天线分别接收到的、与第 i 副载波有关的信号。

[0091] $y_i = [y_{i1}\ y_{i2} \cdots y_{iNRX}]^T$。

[0092] 此时，与第 i 副载波有关的接收信号 y_i 可以写为下式这样。

[0093] [式 1]

[0094]

$$y_i = \begin{bmatrix} y_{i1} \\ y_{i2} \\ \vdots \\ y_{iN_{RX}} \end{bmatrix} = H_i \times \begin{bmatrix} w_i & 0_{NDFT} & 0_{NDFT} \\ 0_{NDFT} & w_i & 0_{NDFT} \\ \vdots & & \vdots \\ 0_{NDFT} & \cdots & w_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{NTX} \end{bmatrix} + N_i$$

（$(N_{DFT} \times N_{TX})$ 列；N_{TX} 行）

[0095] Hi 是表示与第 i 副载波有关的无线信道状态的信道矩阵。信道矩阵 Hi 如下式这样表现。

[0096] [式 2]

[0097]

$$H_i = \begin{bmatrix} h_{i,11} & h_{i,12} & \cdots & h_{i,1N_{TX}} \\ h_{i,21} & h_{i,22} & \cdots & h_{i,2N_{TX}} \\ \vdots & \vdots & & \\ h_{i,N_{RX}1} & h_{i,N_{RX}2} & \cdots & h_{i,N_{RX}N_{TX}} \end{bmatrix}$$

（N_{TX} 列；N_{RX} 行）

[0098] 信道矩阵 Hi 是具有 N_{RX} 行 $\times N_{TX}$ 列的维度的矩阵，N_{RX} 是接收天线总数，N_{TX} 是发送天线总数。信道矩阵的矩阵元素 $h_{i,pq}$ 表示在第 p 接收天线和第 q 发送天线之间的信道状态（传递函数）内、与第 i 副载波分量有关的元素。信道矩阵的矩阵元素，作为一例，可以从导频信号的接收状态导出。

[0099] w_i 是表现上述的权重系数的向量，0_{NDFT} 是具有 N_{DFT} 个元素的 0 向量。

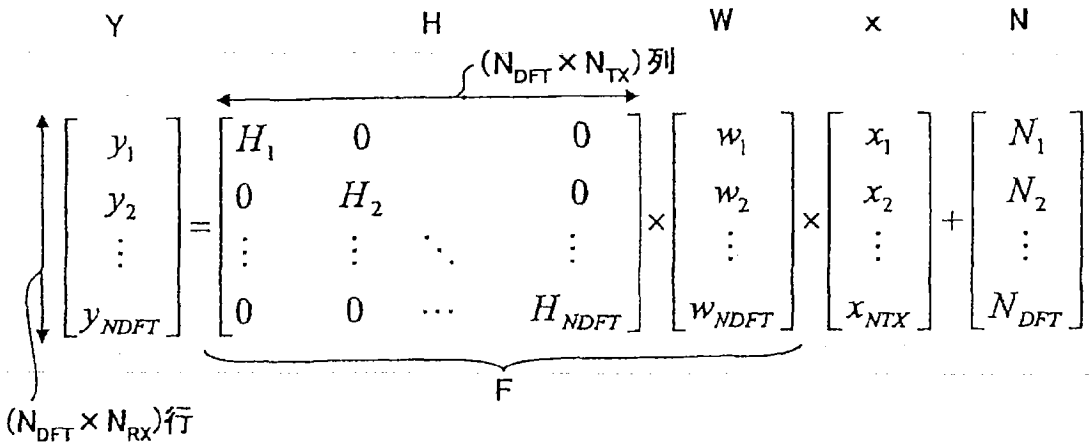
[0100] x_n 表示从第 n 发送天线发送的信号。

[0101] Ni 表示与第 i 副载波有关的噪声分量。

[0102] 若集中表现由 N_{RX} 个接收天线的每一个接收的 N_{DFT} 个的副载波分量的全部，可写成下式这样。

[0103] [式 3]

[0104]



[0105] $Y = H \times W \times x + N$ … (1)

[0106] 这样的信号被输入到图 4 的信号检测单元 44 中。

[0107] 首先，求使信道矩阵 H 和权重矩阵 W 能够以某一酉矩阵 Q 和上三角矩阵 R 之积来表现的酉矩阵 Q。

[0108] $H \times W = Q \times R$ … (2)

[0109] 这里，上三角矩阵 R 为 M 行 M 列的方阵 $(M = N_{DFT} \times N_{TX})$，是矩阵元素 $r_{ij}(i > j)$ 都为零的矩阵。

[0110] [式 4]

[0111]

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1M} \\ 0 & r_{22} & \cdots & r_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ 0 & 0 & \cdots & r_{MM} \end{bmatrix} \left(M = N_{DFT} \times N_{TX}\right)$$

[0112] 在本说明书中，某一矩阵 A 为酉矩阵是指满足 $A^H A = AA^H = 1$。因此，需 要注意矩阵 A 为方阵不是必须的。另外，不是上标字符的‘H’表示信道矩阵，上标字符的‘H’表示共轭转置 (conjugate transposition)。

[0113] 在 (1) 式的两边，从左起乘以了 Q^H 的情况下，左边可以写为

[0114] $z = Q^H Y$

[0115] 右边可以写为

[0116] $Q^H \times (H \times W \times x + N) = Q^H \times (Q \times R \times x + N) = R \times x + Q^H N$ … (3)

[0117] 因此，酉变换后的接收信号 z 如果忽略噪声，可以表现为 $R \times x$。

[0118] $z = R \times x$ … (4)

[0119] R 为上三角矩阵，因此如果着眼于第 M 信号分量 $(M = N_{DFT} \times N_{TX})$，可以写为

[0120] $z_M = r_{MM} \times x_M$ … (5)

[0121] 这是指，不考虑其它副载波以及 / 或者来自其它发送天线的信号的干扰，能够相当简易地估计第 M 信号分量 x_M。

[0122] 在发送码元估计的第 1 阶段，基于 (5) 式，缩窄与 x_M 有关的发送码元的候选。x_M 应与码元星座图上的任意一个信号点对应。例如，如果是 QPSK 则有 4 种可能性（或者候选），如果是 64QAM，则有 64 种可能性。对于可能的所有候选，计算酉变换后的接收信号 z_M 和 $r_{MM}\times$（x_M 的候选 $= s_M(x)$）的平方欧几里德 (Euclid) 距离，其作为幸存度量 (survival metric) 使用。

[0123] $$e1(x) = |z_M - r_{MM}\times s_M(x)|^2 \quad \cdots(6)$$

[0124] 在该幸存度量内，按由小到大的顺序留下 S1 个 ($S1 \leqslant C$)，其它候选被丢弃。C 是码元星座图中包含的信号点的总数（可能的候选总数）。

[0125] 在发送码元估计的第 2 阶段，使用基于 (4) 式的下式。

[0126] $$z_{M-1} = r_{M-1M-1}\times x_{M-1} + r_{M-1M}\times x_M \quad \cdots(7)$$

[0127] 对于 x_M，使用在第 1 阶段导出的 S1 个候选。对于 x_{M-1}，也存在全部 C 种候选。因此，对于 x_M 和 x_{M-1} 的可能的所有组合 (S1×C 个)，计算与上述同样的幸存度量。

[0128] $$e2(s_M(x), s_{M-1}(x)) = |z_{M-1} - (r_{M-1M-1}\times s_{M-1}(x) + r_{M-1M}\times s_M(x))|^2 + e1(x) \quad \cdots(8)$$

[0129] 右边第 2 项是在第 1 阶段中导出的幸存度量的值。按照该幸存度量 $e2(s_M(x), s_{M-1}(x))$ 由小到大的顺序留下 S2 个 ($S2 \leqslant S1C$) 候选，其它候选被丢弃。

[0130] 以后反复进行同样的处理，幸存度量对各个阶段累积增加，在最终阶段， 带来最小的度量的发送码元的组合被估计为实际发送的组合。

[0131] <5. 信号检测单元的细节 >

[0132] 图 5 表示图 4 的信号检测单元的细节，主要执行上述的动作说明的处理。信号检测单元具有 :QR 分解单元 210、信号变换单元 212、最大似然判定单元 214 以及似然输出单元 215。最大似然判定单元 214 具有四个判定单元 216-1、216-2、216-3、216-4。为了实现图示的简明，判定单元的数目只描绘 4 个，但是也可以根据发送信号数而任意准备。由于各个判定单元具有同样的处理块，因此以第 4 判定单元 216-4 为它们的代表来说明。判定单元具有 :码元复制品 (replica) 生成单元 218-4、平方欧几里德距离计算单元 220-4、幸存码元候选选择单元 222-4。

[0133] 另外，如本领域技术人员所明确那样，图 5 以及其它块的各个处理要素可以作为硬件、软件或它们的组合来准备。

[0134] QR 分解单元 210 求矩阵 Q、R，使得信道矩阵 H 和权重矩阵 W 之积能够以酉矩阵 Q 以及上三角矩阵 R 之积来表现 ($HW = QR$)。

[0135] 信号变换单元 212 对以多个接收信号为分量的向量 Y 乘以酉矩阵 Q 的共轭转置矩阵 Q^H，从而进行信号变换。这样的酉变换后的接收信号若忽略噪声，则由上三角矩阵 R 和发送码元 x 之积来表现。

[0136] $$z = Rx$$

[0137] 最大似然判定单元 214 通过最大似然判定法 (MLD 法)，缩窄发送信号的码元候选。判定单元 216-4 的码元复制品生成单元 218-4 使用上三角矩阵 R 的矩阵元素，生成与接收信号 x_4 对应的发送信号的码元候选。码元候选数例如为 C 个。

[0138] 平方欧几里德距离计算单元 220-4 计算酉变换后的接收信号 z_i 和 C 个码元候选的平方欧几里德距离。平方欧几里德距离表示成为计算似然时的基础的幸存度量。

[0139] 幸存码元候选选择单元 222-4 基于对各个候选的平方欧几里德距离，输出

S_1(≤C)个码元候选作为幸存码元候选。

[0140] 似然输出单元215计算从最终阶段(stage)的幸存码元候选选择单元输出的码元候选的似然(likelihood)或确认度。更具体而言,该似然以对数似然比(LLR:Log Likelihood Ratio)来表现。从似然输出单元215的输出表示信号分离结果,传送到后级的解调单元(例如特播(Turbo)解码器)。

[0141] <6. 变形例1>

[0142] 在上述实施例中,F=H×W被QR分解了。但是,本发明不限于此。例如,可以是下式这样的矩阵G被QR分解。

[0143] [式5]

[0144] $$G=\begin{bmatrix}F\\ \sqrt{N_0}I\end{bmatrix}$$

[0145] 这里,N_0为由接收机测量出的平均噪声功率。I为N_{TX}行N_{TX}列的单位矩阵。此时的酉矩阵Q为具有$N_{DFT}(N_{TX}+N_{RX})$行$(N_{DFT}\times N_{TX})$列的维度的矩阵。三角矩阵为$(N_{DFT}\times N_{TX})$行$(N_{DFT}\times N_{TX})$列的方阵,具有与上述实施例的情况相同的维度。在上述实施例中,接收信号Y为$(N_{DFT}\times N_{TX})$行1列的向量,但是在当前的例子中,为$(N_{DFT}\times(N_{TX}+N_{RX}))$行1列的向量。其中,$N_{DFT}\times N_{TX}$个分量为零。

[0146] [式6]

[0147]

$$Y'=\begin{bmatrix}y_1\\ y_2\\ \vdots\\ y_{NDFT}\\ 0\\ \vdots\\ 0\end{bmatrix}\begin{matrix}\uparrow\\ \\ \\ N_{DFT}\times N_{RX}\\ \\ \\ \downarrow\\ \uparrow\\ \\ \\ N_{DFT}\times N_{TX}\\ \\ \\ \downarrow\end{matrix}$$

[0148] 使用这样修正后的接收信号向量Y'以及矩阵G从进行MMSE型的QR分解或ZF型的QR分解的观点来看有利。

[0149] <7. 变形例2>

[0150] 如上述动作说明那样,从N_{TX}个发送天线以N_{DFT}个副载波发送了码元的情况下,接收信号Y若省略噪声可写成如下这样。

[0151] $Y=H\times W\times x=F\times x$ …(9)

[0152] H为信道矩阵。W为表示根据DFT的频率方向的加权的权重矩阵。F表示信道矩阵H和权重矩阵W的矩阵积。x表示发送的码元。在上述的动作说明中,矩阵积F被QR分解了。并且,按照M算法,按顺序估计出了发送的码元。M算法的总阶段数为$N_{TX}\times N_{DFT}$个。对接收信号Y乘以酉矩阵Q^H,从最低位的码元开始按顺序进行估计。

[0153] $Q^HY=Q^H\times(H\times W\times x)=Q^H\times(Q\times R\times x)=R\times x$ …(10)

[0154] R 为 $N_{DET} \times N_{TX}$ 行 $N_{DFT} \times N_{TX}$ 列的上三角矩阵。

[0155] 另外，某一矩阵 A 和列向量 s 之积与置换了该矩阵中的列的矩阵 A’和对应于此置换了列向量 s 的分量所得到的 s’之积相等。

[0156] $A \times s = A' \times s'$

[0157] 例如矩阵 A 为 2 行 2 列的矩阵，列向量 s 为 2 行 1 列的列向量 $s = (s1\ \ s2)^T$，则下式成立。

[0158] [式 7]

[0159]

$$As = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} as_1 + bs_2 \\ cs_1 + ds_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bs_2 + as_1 \\ ds_2 + cs_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & a \\ d & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_2 \\ s_1 \end{bmatrix} = A's'$$

[0160] 即使是更高阶的矩阵的情况下，这样的关系也成立。矩阵中的列的重新排列怎样进行都可以。其原因是列向量的分量的重新排列与其对应即可。在本发明的变形例 2 中，活用这样的性质，进行上述的 QR 分解。

[0161] $Y = H \times W \times x = F \times x = F' \times x' \cdots (9)$

[0162] 矩阵 F’是以某一种方法置换了矩阵 F(= H×W) 中所包含的列后得到的矩阵。列向量 x’是对应于该置换方法重新排列了列向量 x 的分量的列向量。

[0163] 在为 M 算法的情况下，依次的码元复制品候选的缩窄从发送的码元向量的低位的码元开始，按顺序在每个阶段进行。因此，以怎样的顺序进行码元的估计对幸存码元复制品候选 (surviving symbol replica candidates) 的选择精度带来大的影响。在本实施例 2 中，重新排列矩阵 F 的列，以使幸存码元复制品候选的选择精度、进而码元的估计的精度提高。

[0164] 另外，矩阵的行以及列是相对的概念。因此，在与本实施例的具体说明不同，发送码元以行向量定义的情况下，重新排列矩阵 F 中包含的行。如本实施例那样，即便是以行向量定义发送码元，也不会失去本发明的一般性。

[0165] 图 6 表示图 4 所示的接收装置的细节。图 6 表示保护间隔除去单元 (-CP)41、快速傅立叶变换单元 (FFT 和解映射)42、QR 分解单元 210、信号变换单元 212、MLD 单元 214、似然输出单元 215、信道估计单元 62、重新排列 控制单元 64。

[0166] 保护间隔除去单元 (-CP)41 从基带的接收信号中除去保护间隔。

[0167] 快速傅立叶变换单元 (FFT 和解映射)42 通过对接收信号进行快速傅立叶变换，从而将时域的信号变换为频域的信号。为了说明方便，在快速傅立叶变换单元 (FFT 和解映射) 中，除了 FFT 之外，还进行解映射，但是这不是必须的。FFT 单元和解映射单元可以分开准备。

[0168] 信道估计单元 62 估计每个副载波的无线信道状态，导出信道矩阵 H。如上述那样，信道矩阵对每个副载波准备。因此，整体的信道矩阵 H 成为 $N_{RX} \times N_{DFT}$ 行 $N_{TX} \times N_{DFT}$ 列的矩阵。信道矩阵的矩阵元素作为一例，可以从导频信号的接收状态中导出。

[0169] QR 分解单元 210 基于信道矩阵 H、权重矩阵 W 以及来自重新排列控制单元 64 的指示，导出酉矩阵 Q 以及上三角矩阵 R。更具体而言，信道矩阵 H 以及权重矩阵 W 的矩阵积 F 的列按照指示信号重新排列，从而导出矩阵 F’。求矩阵 Q、R，使得该矩阵 F’能够以酉矩阵

Q 以及上三角矩阵 R 之积来表现 (F' = QR)。

[0170] 信号变换单元 212 通过对以多个接收信号为分量的向量 Y 乘以酉矩阵 Q 的共轭转置矩阵 Q^H，进行信号变换。这样的酉变换后的接收信号若忽略噪声，则通过上三角矩阵 R 和发送码元 x 之积表现。

[0171] $z = Q^H Y = Rx$。

[0172] MLD 单元 214 通过最大似然判定法 (MLD 法)，缩窄发送信号的码元候选。对乘以了酉矩阵 Q^H 后的接收信号 $Q^H Y$ (= Rx)，MLD 单元 214 从低位的码元开始按顺序计算分支度量 (branch metrics)。分支度量以接收信号和码元候选的平方欧几里德距离计算。按累积的分支度量由小到大的顺序，选择规定数个 (M 个) 码元候选作为幸存候选，处理转移到下一阶段。对于 $N_{TX} \times N_{DFT}$ 个总阶段 (stage) 的每一个，进行分支度量的计算以及幸存候选的选择。

[0173] 似然输出单元 215 计算从最终阶段的幸存码元候选选择单元中输出的码元候选的似然。更具体而言，该似然以对数似然比 (LLR :Log Likelihood Ratio) 来表现。来自似然输出单元 215 的输出表示信号分离结果，并传输到后级的解码单元。

[0174] 重新排列控制单元 64 将指示信号提供给 QR 分解单元 210。指示信号表示信道矩阵 H 以及权重矩阵 W 的矩阵积 F 的列应如何重新排列。上述的式 子 (9) 不依赖于具体的重新排列的方法而成立。应如何重新排列不唯一地确定。从一些观点来决定适当的重新排列方法。在本变形例中，如后述那样，积矩阵 F 的列的重新排列 (方法 1) 既可以从发送的码元的接收功率 (以接收装置接收的功率) 的观点来进行，以及 / 或者 (方法 2) 也可以副载波为单位来进行。

[0175] <8. 变形例 2- 方法 1>

[0176] 说明上述方法 1(以发送天线为单位的顺序控制法)。在本方法中，积矩阵 F 的列的重新排列根据发送了的码元在接收装置中以何种强度接收来决定。在以 M 算法按顺序估计码元时，在第 k 阶段 ($1 \leqslant k \leqslant N_{TX}N_{SF}$) 中，使用在第 1 ～ (k-1) 为止的阶段所估计出的码元和三角矩阵 R 的第 k 行。这意味着，对到第 k 为止赋予了顺序的发送码元，分别使用从矩阵 R 的第 ($N_{TX}N_{SF}$-k+1) 列的第 ($N_{TX}N_{SF}$-k+1) 行开始至 $N_{TX}N_{SF}$ 行为止的元素的平方和 (信号功率) 来进行幸存码元复制品候选的缩窄。因此，越是开始的阶段 (特别是在初级阶段)，估计处理越容易，但是，搞错码元复制品候选的选择的概率也高。在本方法中，测量来自各个发送天线的发送码元的接收信号功率，越是接收信号功率大的发送码元，越以高位的优先顺序估计。其原因是，如果接收功率高，则码元复制品候选的选择难以搞错。控制积矩阵 F 的列以及发送码元 x 的分量的顺序，使得这样的优先顺序被实现。

[0177] 在应用了本方法的频域扩频的 DFT-MIMO 复用传输中，存在发送天线数个在码复用后发送的发送码元。从各个发送天线发送的发送码元的各个分量提供同一接收信号功率。因此，本方法确定带来更强的接收功率的发送天线，从该发送天线发送的码元比其它发送天线码元更优先地 (先) 被估计。对于来自各个发送天线的码元，测量接收功率的强弱的方法可以是在该技术领域中已知的适当的任何方法。例如可以利用信道矩阵的矩阵元素。如上述那样，与第 i 副载波有关的信道矩阵 Hi 为具有 N_{RX} 行 $\times N_{TX}$ 列的维度的矩阵，N_{RX} 为接收天线总数，N_{TX} 为发送天线总数。信道矩阵的矩阵元素 $h_{i,pq}$ 表示在第 p 接收天线和第 q 发送天线之间的信道状态 (传递函数) 内、与第 i 副载波分量有关的元素。因此，对于所有的

接收天线合计了 ($p = 1 \sim N_{RX}$) 个

[0178] $|h_{i,pq}|^2$ 的值，能够用于来自第 q 发送天线的码元的接收功率估计。例如，假设 $N_{TX} = N_{RX} = 2$，$N_{DFT} = 3$。此时，关于第 i 副载波 ($i = 1,2,3$)，下式成立。

[0179] $r_{i1} = h_{i,11}x_1 + h_{i,12}x_2$

[0180] $r_{i2} = h_{i,21}x_1 + h_{i,22}x_2$

[0181] 来自第 1 发送天线的码元的接收功率能够通过

[0182] $P_{Tx1} = |h_{i,11}|^2 + |h_{i,21}|^2$

[0183] 来评价。同样地，来自第 2 发送天线的码元的接收功率能够通过

[0184] $P_{Tx2} = |h_{i,12}|^2 + |h_{i,22}|^2$

[0185] 来评价。假设来自第 1 发送天线的码元的接收功率大于来自第 2 发送天线的码元的接收功率 ($P_{Tx1} > P_{Tx2}$)。在本方法的情况下，来自第 1 发送天线的码元 $x1 = (x_{11}\ x_{12}\ x_{13})^T$ 应比来自第 2 发送天线的码元 $x2 = (x_{21}\ x_{22}\ x_{23})^T$ 更优先地被估计。为了实现该目的，进行积矩阵 F' 的列的重新排列以及发送码元 x 的分量的重新排列。具体而言，重新排列后的发送码元 x' 能够如下这样写。

[0186] $x' = (x_{21}\ x_{22}\ x_{23}\ x_{11}\ x_{12}\ x_{13})^T$

[0187] 从第 1 发送天线的码元优先的观点来进行重新排列，使得码元 x_1 的元素能够到达列向量的低位。进而，码元 x_1 中的各个副载波分量 x_{11}、x_{12}、x_{13} 应以怎样的顺序来估计在该阶段不唯一地决定。作为一例，可以使用副载波号由小到大的顺序。此时，重新排列后的发送码元 x' 能够如下这样写。

[0188] $x' = (x_{23}\ x_{22}\ x_{21}\ x_{13}\ x_{12}\ x_{11})^T$

[0189] 不仅是由小到大的顺序，也可以使用其它顺序。

[0190] 上述天线数、副载波数的数值只不过是简单的一例，可以使用更多的值。

[0191] <8. 变形例 2- 方法 2>

[0192] 说明上述方法 2（以副载波为单位的顺序控制法）。在以 M 算法选择幸存码元复制品候选的情况下，衰减相关 (fading correlation) 大的码元组合存在导入大的误差的倾向。衰减相关大意味着码元受到同样的衰减。相反，衰减相关小意味着码元受到不同的衰减。虽然不必须，码元相关的值取 0 以上 1 以下的值，衰减相关越接近 1 越大，越接近 0 越小。

[0193] 图 7 表示判定码元的组合的难易度根据衰减相关的大小而不同的情况。为了说明方便，假设发送天线数 N_{TX} 以及接收天线数 N_{RX} 都为 2。从第 1 天线发送码元 1(x_1)。从第 2 发送天线发送码元 2(x_2)。从发送天线发送的码元假设以 QPSK 方式被数据调制。此时，码元为信号点配置图（星座图）上的规定的 4 个信号点内的任意一个。码元 1 以及码元 2 分别存在 4 种可能性，因此组合总数为 16 种。在接收装置中，码元 1、2 以合成的状态 (r_{i1}, r_{i2}) 接 收。如上述那样，其原因在于，发送信号以及接收信号满足下式的关系。

[0194] $r_{i1} = h_{i,11}x_1 + h_{i,12}x_2$

[0195] $r_{i2} = h_{i,21}x_1 + h_{i,22}x_2$。

[0196] 在衰减相关小的情况下，各个码元受到相当不同的衰减。如图 7 的右上所示，合成后的接收信号，能够全部区别 16 个码元的组合。因此，码元的组合的选择精度高。相对于此，在衰减相关大的情况下，各个码元受到同样的衰减。图示的例子作为极端的例子，设想

码元 1、2 受到相同的衰减相关的情况。如图 7 的右下所示，合成后的接收信号只能部分地区别 16 个码元的组合。由于码元重复的原因，只能区别 9 个组合。其原因在于，图中，在作为“2 码元重复”、“4 码元重复”表示的信号点的情况下，只比较平方欧几里德距离、相位，无法区别确定重复的码元的哪个。

[0197] 在应用了频域扩频的 DFT-MIMO 复用传输中，从同一天线码复用发送的码元容易受到同样的衰减（衰减相关容易变大）。

[0198] 在本变形例中，鉴于这样的事情，进行重新排列，使得受到同样的衰减的码元不被连续估计。控制码元检测的顺序，使得在估计了某一码元后，受到与该码元不同的衰减的码元被估计。更具体而言，控制顺序，使得在估计了从某一发送天线发送的发送码元后，从不同的发送天线发送的发送码元被估计。

[0199] 衰减相关的相似与否判定可以以适当的任何方法进行。作为一例，可以通过信道矩阵的矩阵元素 $h_{i,pq}$ 的振幅以及相位的相似与否来判定衰减相关的相似与否。例如，假设关于第 i 副载波，从第 a 以及第 b 发送天线分别发送大小为 1 的导频信号，并由第 p 接收天线接收。此时，两个接收信号的相关可以用 $h_{i,pa}*h_{i,pb}$ 来评价（* 为复共轭）。衰减相关的相似与否判定法不限于此，可以使用其它方法。

[0200] 基于衰减相关重新排列的码元检测顺序也许成为对每个副载波分量估计所有发送天线的码元的顺序。如上述那样，从相同的天线发送的信号受到同样的衰减，它们具有同样的衰减相关的可能性高。相反，从不同的发送天线发送的信号容易受到不同的衰减，因此，它们具有不同的衰减相关的可能性高。因此，例如着眼于第 i 副载波分量，在该副载波发送的 N_{TX} 个发送码元被估计。此后，例如着眼于第 i+1 副载波分量，在该副载波发送的 N_{TX} 个发送码元被估计。以下同样地进行处理。由此，能够按顺序估计衰减相关不同 的倾向大的码元。在本方法中，作为一例，要估计的码元的副载波分量为从小到大的顺序，在该副载波分量的每一个中，所有发送天线的码元被估计。

[0201] 例如，与上述同样，假设 $N_{TX} = N_{RX} = 2$，$N_{DFT} = 3$。此时，重新排列后的发送码元 x’可以如下这样写。

[0202] $x' = (x_{23}\ x_{13}\ x_{22}\ x_{12}\ x_{21}\ x_{11})^T$

[0203] 在该例子中，与副载波分量有关的估计的顺序为从小到大的顺序。这不是必须的。也可以使用从小到大顺序以外的顺序。例如，比较副载波分量之间的接收功率，并兼用功率由高到低的顺序。例如，假设以第 2、第 3 以及第 1 副载波分量的顺序，接收功率由高到低。如在变形例 2 的方法 1 中说明那样，从提高估计精度的观点来看，按照接收功率由高到低的顺序进行重新排列较理想。因此，此时理想的重新排列后的发送码元 x’可以如下这样来写。

[0204] $x' = (x_{21}\ x_{11}\ x_{23}\ x_{13}\ x_{22}\ x_{12})^T$

[0205] 上述的天线数和副载波数的数值只不过是一例，可以使用更多的值。

[0206] 以上，本发明参照特定的实施例进行了说明，但是实施例只不过是简单的例示，本领域技术人员应该理解各种变形例、修正例、代替例、置换例等。为了促使发明的理解，使用具体的数值例进行了说明，但是只要不特别事先说明，这些数值只不过是简单的一例，可以使用适当的任何值。为了促使发明的理解，使用具体的式子进行了说明，但是只要不特别事先说明，这些式子只不过是简单的一例，可以使用适当的任何式子。实施例或项目的区分在

本发明中不是本质的，既可以是两个以上的实施例或者项目所记载的事项根据需要组合使用，也可以是某一实施例或项目记载的事项应用于其它的实施例或项目记载的事项（只要不矛盾）。为了说明方便，本发明的实施例的装置使用功能性的方框图进行了说明，但是这样的装置可以通过硬件、软件或者它们的组合来实现。本发明不限于上述实施例，各种变形例、修正例、代替例、置换例等包含在本发明中，而不脱离本发明的精神。

[0207] 本国际申请要求基于 2008 年 2 月 4 日提出的日本国专利申请第 2008-24355 号的优先权，其全部内容援引于本国际申请。

[0208] 本国际申请要求基于 2008 年 12 月 10 日提出的日本国专利申请第 2008-315035 号的优先权，其全部内容援引于本国际申请。

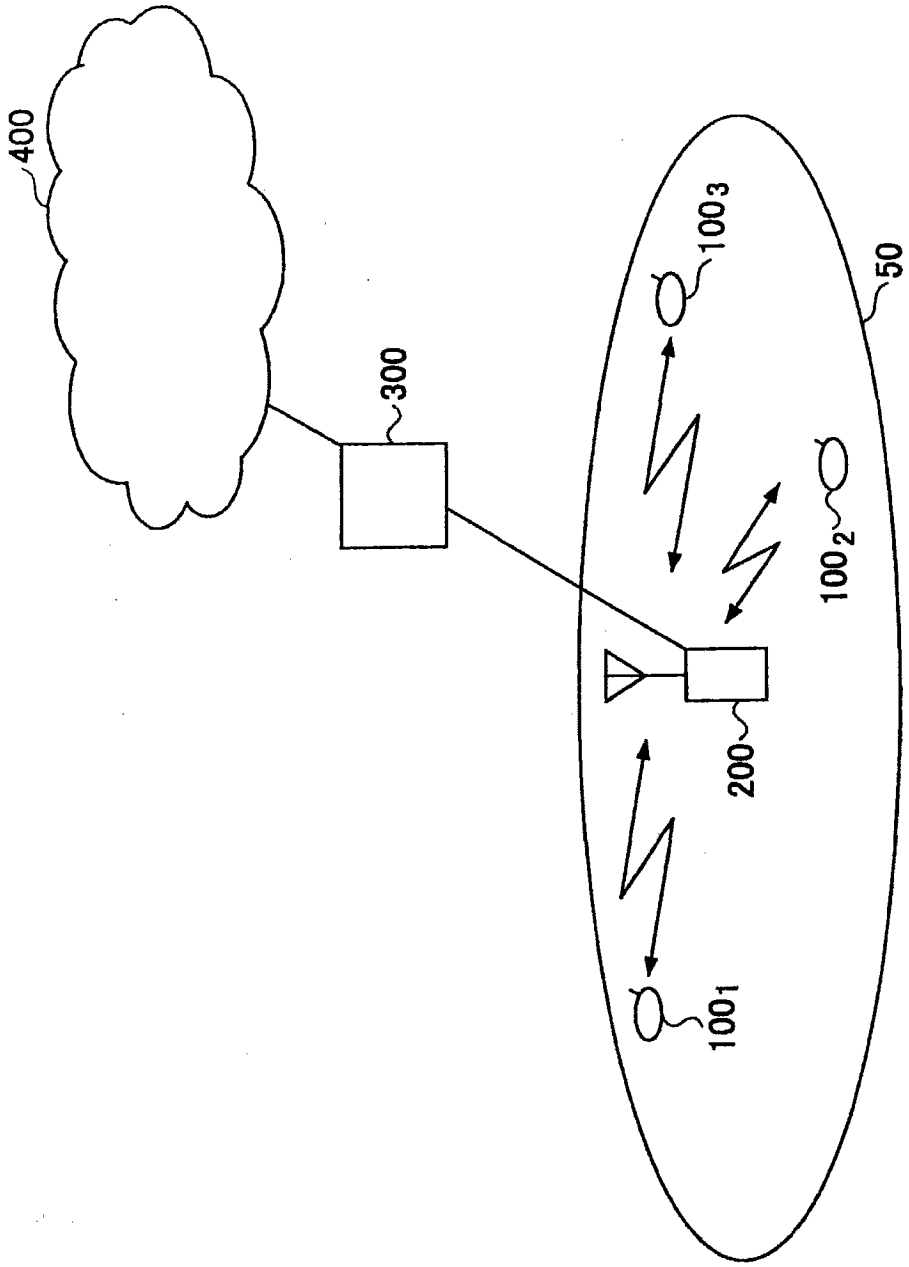

400
300
100_3
50
100_2
200
100_1

图 1

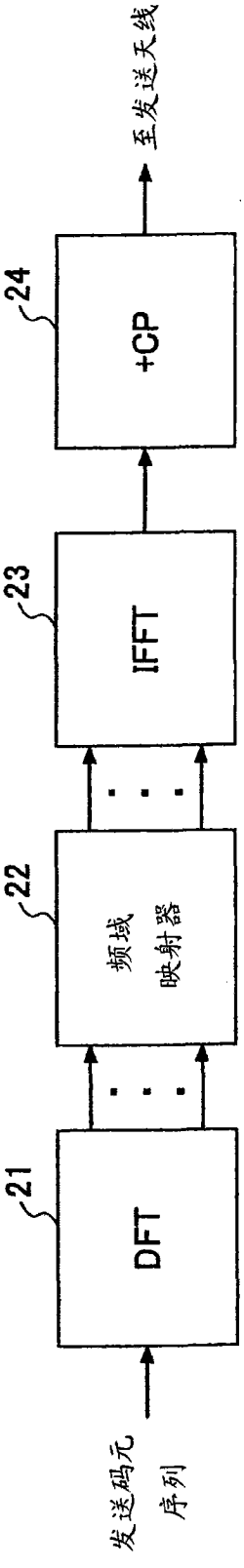

至发送天线
24
+CP
23
IFFT
22
频域
映射器
21
DFT
发送码元
序列

图 2

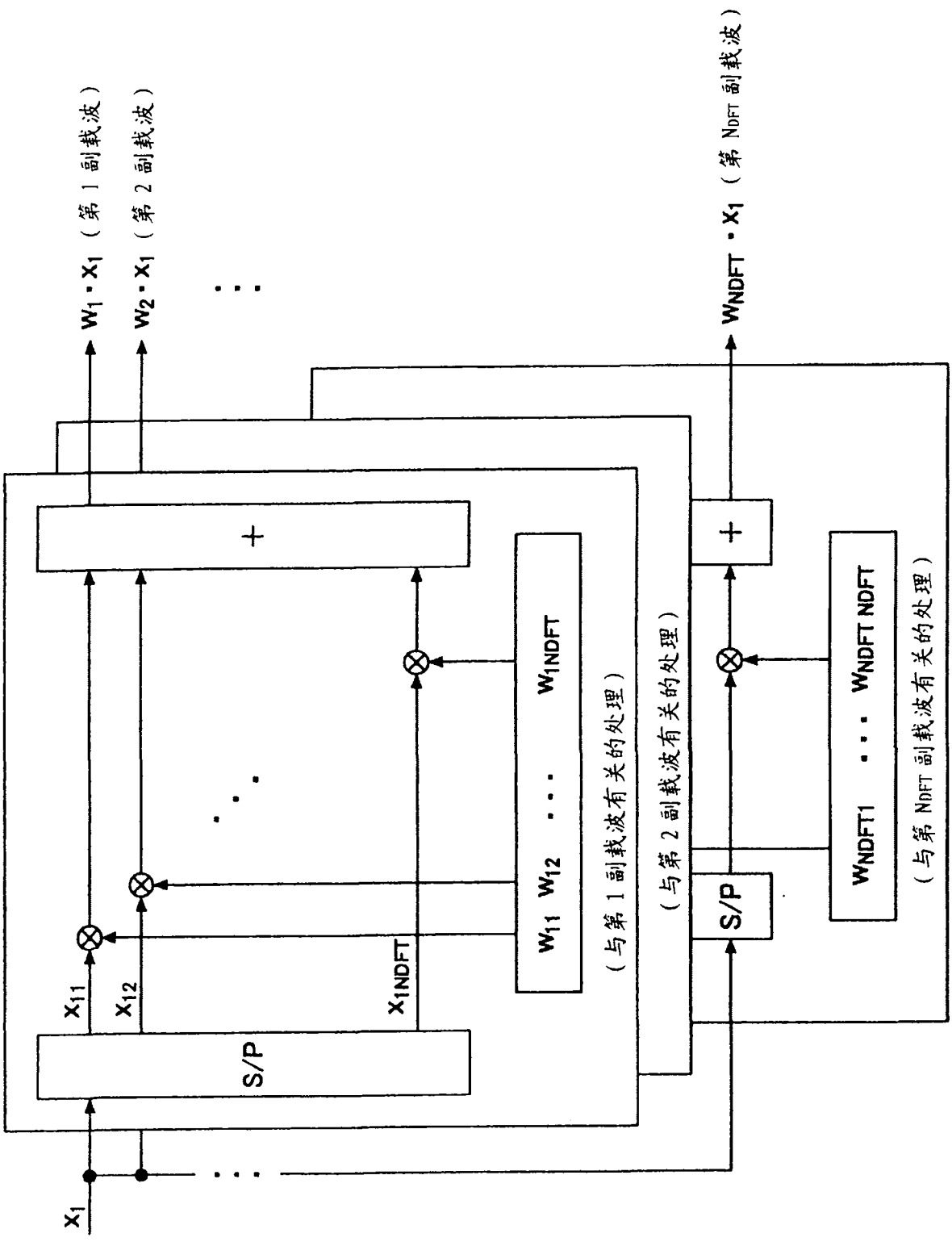

W1 · X1 （第 1 副载波）
W2 · X1 （第 2 副载波）
WNDFT · X1 （第 NDFT 副载波）
+
+
S/P
S/P
X11
X12
X1NDFT
X1
W11 W12 ··· W1NDFT
WNDFT1 ··· WNDFT NDFT
（与第 1 副载波有关的处理）
（与第 2 副载波有关的处理）
（与第 NDFT 副载波有关的处理）

图 3

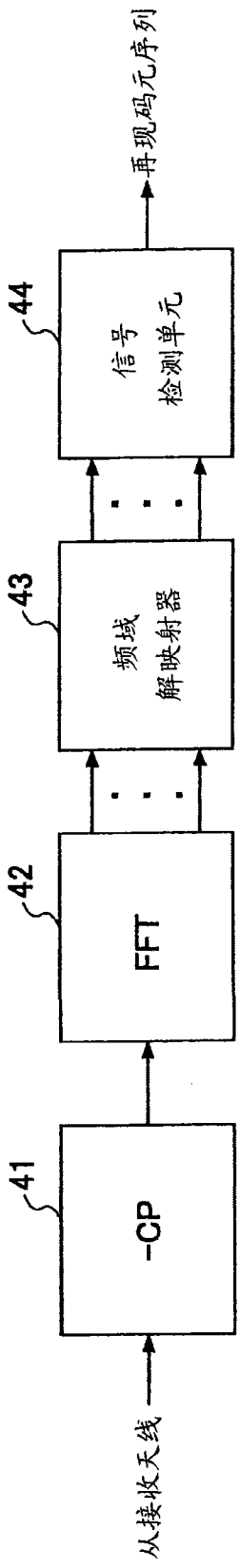


图 4

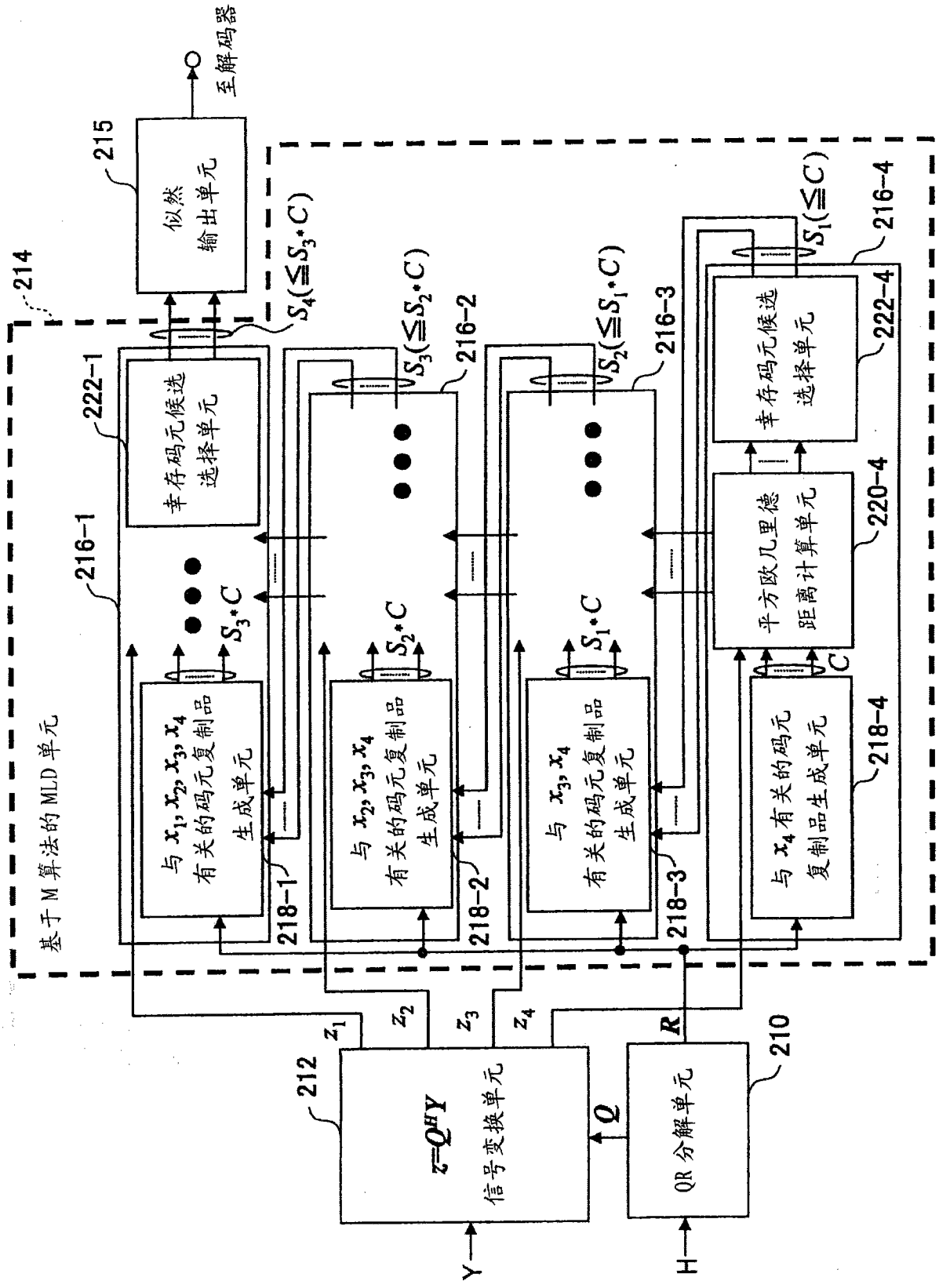

基于 M 算法的 MLD 单元
214
215
似然
输出单元
至解码器
$S_4(\leqq S_3{*}C)$
$S_3(\leqq S_2{*}C)$
$S_2(\leqq S_1{*}C)$
$S_1(\leqq C)$
222-1
丰存码元候选
选择单元
216-1
216-2
216-3
216-4
$S_3{*}C$
$S_2{*}C$
$S_1{*}C$
C
220-4
平方欧几里德
距离计算单元
222-4
丰存码元候选
选择单元
与 x_1, x_2, x_3, x_4
有关的码元复制品
生成单元
218-1
与 x_2, x_3, x_4
有关的码元复制品
生成单元
218-2
与 x_3, x_4
有关的码元复制品
生成单元
218-3
与 x_4 有关的码元
复制品生成单元
218-4
z_1
z_2
z_3
z_4
212
$z=Q^H Y$
信号变换单元
Q
R
QR 分解单元
210
Y
H

图 5

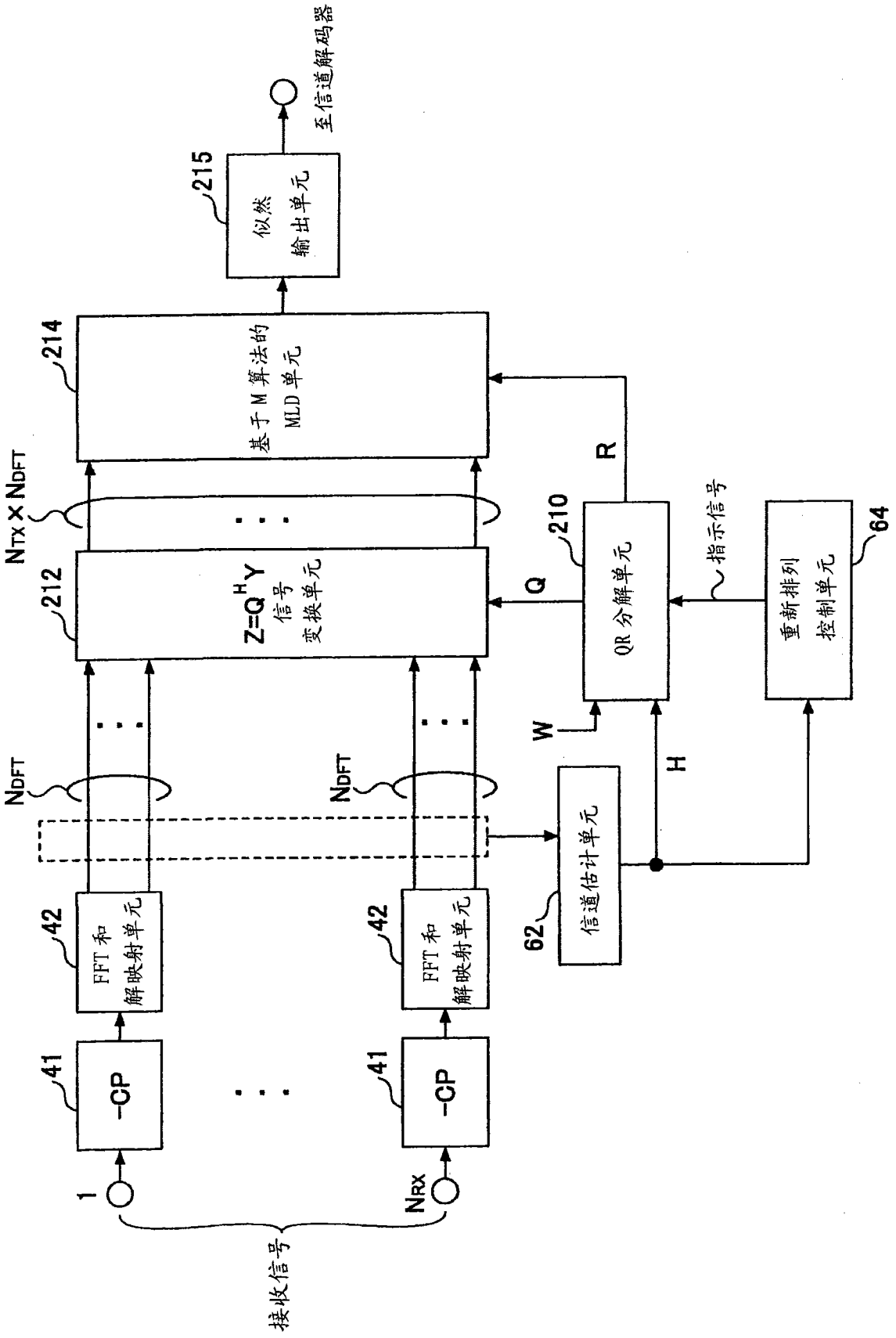

接收信号
1
NRX
41
-CP
42
FFT 和
解映射单元
NDFT
212
Z=Q^H Y
信号
变换单元
NTX×NDFT
214
基于 M 算法的
MLD 单元
215
似然
输出单元
至信道解码器
62
信道估计单元
W
H
210
QR 分解单元
Q
R
指示信号
64
重新排列
控制单元

图 6

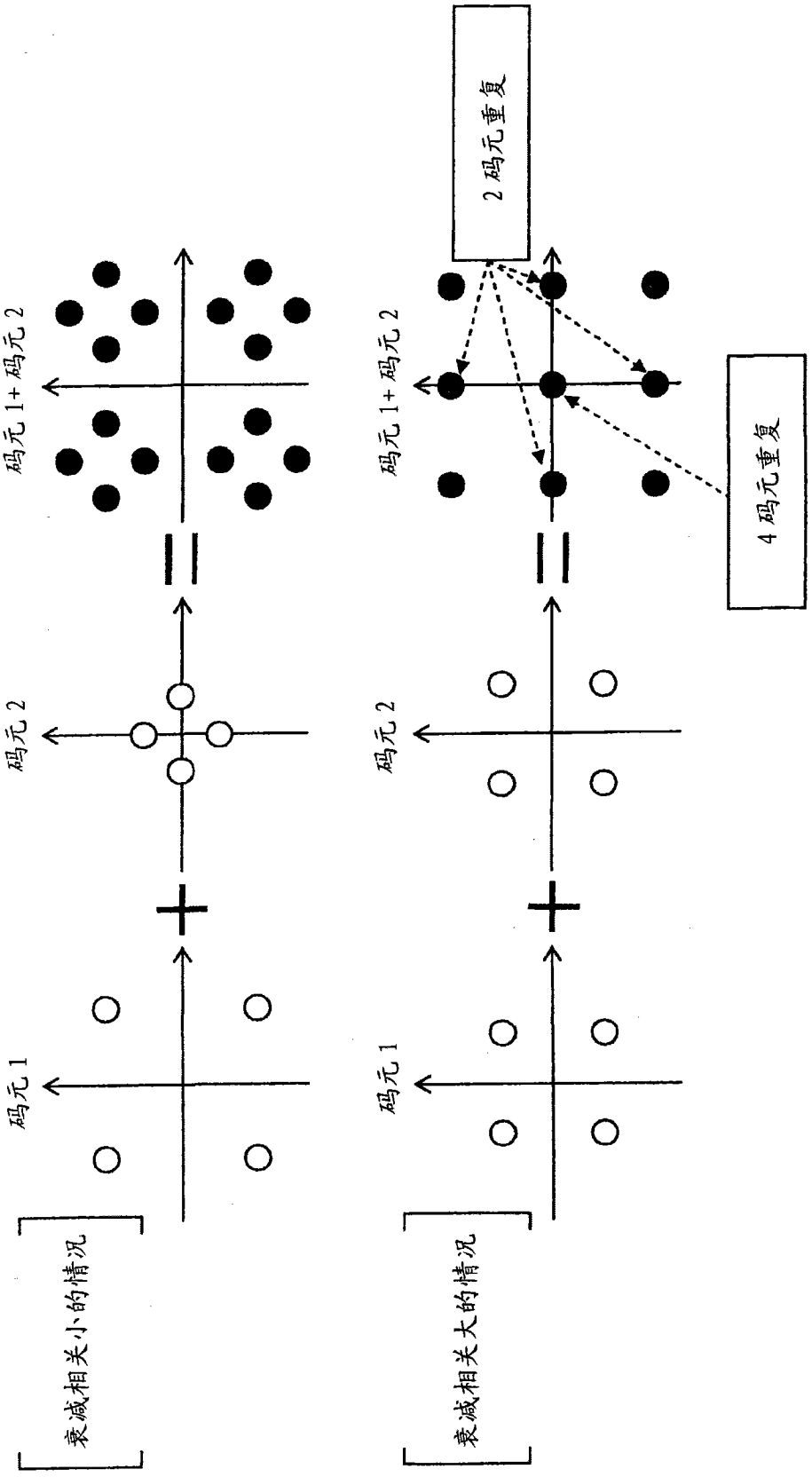

码元 1
码元 2
码元 1+ 码元 2
衰减相关小的情况
码元 1
码元 2
码元 1+ 码元 2
2 码元重复
4 码元重复
衰减相关大的情况

图 7