



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101248608 B

(45) 授权公告日 2012. 03. 14

(21) 申请号 200680030825. 1

(22) 申请日 2006. 08. 24

(30) 优先权数据

243494/2005 2005. 08. 24 JP

228337/2006 2006. 08. 24 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 02. 22

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2006/316653 2006. 08. 24

(87) PCT申请的公布数据

W02007/023923 JA 2007. 03. 01

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 村上丰 小林圣峰 折桥雅之

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邸万奎

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

JP 2005124125 A, 2005. 05. 12, 权利要求 1-8, 说明书第 0029-0033、0053、0089-0091、0095 段, 图 3、4.

JP 2005124125 A, 2005. 05. 12, 权利要求 1-8, 说明书第 0029-0033、0053、0089-0091、0095 段, 图 3、4.

CN 1146832 A, 1997. 04. 02, 说明书第 13 页第 3 段.

CN 1605172 A, 2005. 04. 06, 全文.

审查员 张艳青

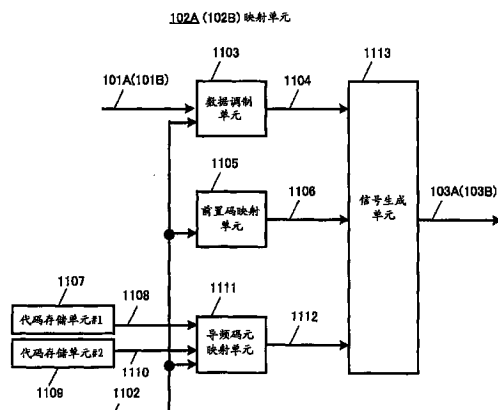
权利要求书 2 页 说明书 33 页 附图 49 页

(54) 发明名称

多入多出 - 正交频分复用发送装置和多入多出 - 正交频分复用发送方法

(57) 摘要

提供能够进行高精度的频率偏移估计、高精度的传输路径变动估计、以及高精度的同步和信号检测的 MIMO-OFDM 发送装置。设置了导频码元映射单元 (1111), 其沿时间轴方向将互相处于正交关系的序列, 分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的对应的副载波, 从而形成导频载波。由此, 即使导频码元在多个信道 (天线) 间被复用, 也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。



1. 一种 MIMO-OFDM 发送装置,在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,所述 MIMO-OFDM 发送装置包括:

OFDM 信号形成单元,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及

导频码元映射单元,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波,在通过两个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频码元映射单元形成所述导频载波,以使在所述相同载波的第一和第二天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在所述第一和第二天线的各个天线中,在不同的载波,使用不同的序列的导频信号,而且相同序列的导频信号被所述第一和第二天线使用。

2. 如权利要求 1 所述的 MIMO-OFDM 发送装置,所述导频码元映射单元还包括:

存储单元,存储互相处于正交关系的基本序列;

移位寄存器,通过将所述基本序列进行移位,形成数目多于所述基本序列的、处于正交关系的序列。

3. 一种 MIMO-OFDM 发送装置,在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,所述 MIMO-OFDM 发送装置包括:

OFDM 信号形成单元,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及

导频码元映射单元,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波,在通过三个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频码元映射单元形成所述导频载波,以使在所述相同载波的第一、第二和第三天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在配置了所述导频信号的不同载波中,存在使用了不同的序列的导频信号的天线,而且存在使用了相同序列的导频信号的两个以上的天线。

4. 如权利要求 3 所述的 MIMO-OFDM 发送装置,所述导频码元映射单元还包括:

存储单元,存储互相处于正交关系的基本序列;以及

移位寄存器,通过将所述基本序列进行移位,形成数目多于所述基本序列的、处于正交关系的序列。

5. 一种 MIMO-OFDM 发送方法,用于在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,所述 MIMO-OFDM 发送方法包括:

OFDM 信号形成步骤,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及

导频载波形成步骤,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波,在通过两个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频载波形成步骤形成所述导频载波,以便在所述相同载波的第一和第二天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在所述第一和第二天线的各个天线中,在不同的载波,使用不同的序列的导频信号,而且相同序列的导频信号被所述第一和第二天线使用。

6. 一种 MIMO-OFDM 发送方法,用于在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制

的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,所述 MIMO-OFDM 发送方法包括:

OFDM 信号形成步骤,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及

导频载波形成步骤,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波,在通过三个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频载波形成步骤形成所述导频载波,以使在所述相同载波的第一、第二和第三天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号;并且在配置了所述导频信号的不同载波中,存在使用了不同的序列的导频信号的天线;而且存在使用了相同序列的导频信号的两个以上的天线。

多入多出 - 正交频分复用发送装置和多入多出 - 正交频分 复用发送方法

技术领域

[0001] 本发明涉及 MIMO-OFDM(多入多出 - 正交频分复用)发送装置和 MIMO-OFDM 发送方法。特别涉及实现适合用于在 MIMO-OFDM 通信中的频率偏移估计、传输路径变动(信道变动)估计、同步和信号检测的码元的结构的技术。

背景技术

[0002] 图 1 表示作为一例以往实现的使用了 OFDM(正交频分复用, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)的无线通信系统的、无线 LAN(局域网, Local Area Network)的发送和接收装置的结构和帧结构。

[0003] 图 1 的 (a) 表示一例发送装置的结构, 帧结构信号生成单元 10 将调制方式等的控制信息 9 作为输入, 决定帧结构, 并输出帧结构信号 11。串并变换单元 (S/P) 2 将帧结构信号 11 和经数字调制的基带信号 1 作为输入, 进行串并变换, 并输出符合帧结构的并行信号 3。傅立叶逆变换单元 (ifft) 4 将并行信号 3 作为输入, 进行傅立叶逆变换, 并输出傅立叶逆变换后的信号 5。无线单元 6 将傅立叶逆变换后的信号 5 作为输入, 进行变频等, 并输出发送信号 7。发送信号 7 作为电波, 通过天线 8 被发送。

[0004] 图 1 的 (b) 表示接收装置的结构例子, 无线单元 14 将通过天线 12 接收到的接收信号 13 作为输入, 进行变频等的处理, 并输出基带信号 15。同步单元 16 将基带信号 15 作为输入, 确立与发送设备的时间同步, 并输出定时信号 17。傅立叶变换单元 (fft) 18 将基带信号 15 和定时信号 17 作为输入, 基于定时信号 17, 对基带信号 15 进行傅立叶变换, 并输出傅立叶变换后的信号 19。

[0005] 传输路径变动估计单元 20 将傅立叶变换后的信号 19 和定时信号 17 作为输入, 检测傅立叶变换后的信号中的前置码 (preamble), 估计传输路径变动, 并输出传输路径变动估计信号 21。频率偏移估计单元 22 将傅立叶变换后的信号 19 和定时信号 17 作为输入, 检测傅立叶变换后的信号中的导频码元和前置码, 基于这些码元估计频率偏移, 并输出频率偏移估计信号 23。

[0006] 解调单元 24 将傅立叶变换后的信号 19、定时信号 17、传输路径变动估计信号 21 和频率偏移估计信号 23 作为输入, 对傅立叶变换后的信号 19 中的传输路径变动、频率偏移进行补偿和解调, 并输出接收数字信号 25。

[0007] 图 1 的 (c) 为 IEEE(美国电气及电子工程师学会)802.11a 的帧结构的像(不是正确的帧结构)。横轴表示频率, 纵轴表示时间, 为了估计传输路径变动和频率偏移(根据情况, 进行信号检测), 在开头插入前置码。而且, 在载波 2 和载波 5 那样的特定的载波中插入导频码元, 用于在接收设备估计频率偏移和相位噪声。关于前置码和导频码元, 其同相 I-正交 Q 平面上的信号点配置为已知的信号点配置。而且, 数据通过数据码元被传输。

[0008] 另外, 关于无线 LAN 的方式, 记载于非专利文献 1。

[0009] 【非专利文献 1】High speed physical layer(PHY) in 5GHz band” IEEE802.11a,

1999 年

发明内容

[0010] 发明所要解决的课题

[0011] 在非专利文献 1 中,表示了使用 OFDM 的情况下的、用于频率偏移估计、传输路径变动(信道变动)估计、以及同步和信号检测的码元的结构。

[0012] 但是,在无线 LAN 中,如果将非专利文献 1 所示的方式与使用了空间复用即 Spatial Multiplexing 或空分复用即 SDM:Spatial Division Multiplexing 的 MIMO 系统进行组合,则期望进一步提高传输速度,从而能够为用户提供广泛的服务。

[0013] 为了在该 MIMO-OFDM 系统中获得较高的接收质量,需要进行高精度的频率偏移估计、高精度的传输路径变动估计、高精度的同步和信号检测。

[0014] 但是,现状是:没有充分地考虑用于实现上述的高精度的频率偏移估计、高精度的传输路径变动估计、以及高精度的同步和信号检测的、传输路径估计用码元和频率偏移估计用码元的发送的方法。

[0015] 本发明的目的在于提供 MIMO-OFDM 发送装置和 MIMO-OFDM 发送方法,能够进行高精度的频率偏移估计、高精度的传输路径变动估计、以及高精度的同步和信号检测。

[0016] 本发明的 MIMO-OFDM 发送装置,在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,其采取的结构包括:OFDM 信号形成单元,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及导频码元映射单元,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波。

[0017] 根据该结构,由于将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的对应的副载波,形成导频载波,因此即使导频码元在多个信道(天线)之间被复用,也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。而且,由于不使用信道估计值(传输路径估计值)就可以提取各个信道的导频码元,因此能够将补偿频率偏移和相位噪声部分的结构简化。

[0018] 另外,本发明的 MIMO-OFDM 发送装置采用的结构为,在通过两个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频码元映射单元形成所述导频载波,以使在所述相同载波的第一和第二天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在所述第一和第二天线的各个天线中,在不同的载波,使用不同的序列的导频信号,而且相同序列的导频信号被所述第一和第二天线使用。

[0019] 根据该结构,在利用两个发送天线进行 MIMO-OFDM 发送的情况下,能够不使频率偏移和相位噪声的估计精度恶化而抑制发送峰值功率的增大,并且能够实现简便结构的发送装置。

[0020] 另外,本发明的 MIMO-OFDM 发送装置采用的结构为,在通过三个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频码元映射单元形成所述导频载波,以便在所述相同载波的第一、第二和第三天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在配置了所述导频信号的不同的载波中,存在使用了不同的序列的导频信号的天线,而且存在使用了相同序列的导频信号的两个以上的天线。

[0021] 根据该结构,在利用三个发送天线进行 MIMO-OFDM 发送的情况下,能够不使频率偏移和相位噪声的估计精度恶化而抑制发送峰值功率的增大,并且能够实现简便结构的发送装置。

[0022] 本发明的 MIMO-OFDM 发送方法,用于在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元,并且在所述数据发送期间通过所述多个天线的特定载波发送导频码元,所述 MIMO-OFDM 发送方法包括:OFDM 信号形成步骤,形成通过各个天线发送的 OFDM 信号;以及导频载波形成步骤,将互相处于正交关系的序列,沿时间轴方向分配给通过各个天线在相同时间发送的 OFDM 信号间的相同载波,形成导频载波。

[0023] 在通过两个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频载波形成步骤形成所述导频载波,以便在所述相同载波的第一和第二天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号,并且在所述第一和第二天线的各个天线中,在不同的载波,使用不同的序列的导频信号,而且相同序列的导频信号被所述第一和第二天线使用。在通过三个天线发送 OFDM 信号的情况下,所述导频载波形成步骤形成所述导频载波,以便在所述相同载波的第一、第二和第三天线之间,使用互相处于正交关系的序列的导频信号;并且在配置了所述导频信号的不同载波中,存在使用了不同的序列的导频信号的天线;而且存在使用了相同序列的导频信号的两个以上的天线。

[0024] 发明的效果

[0025] 根据本发明,能够实现 MIMO-OFDM 发送装置和 MIMO-OFDM 发送方法,其能够进行高精度的频率偏移估计、高精度的传输路径变动估计、以及高精度的同步和信号检测。

附图说明

[0026] 图 1 是用来说明以往的无线通信系统的图,图 1 的 (a) 是表示发送装置的结构例子的图,图 1 的 (b) 是表示接收装置的结构例子的图,图 1 的 (c) 是表示发送帧结构的例子图。

[0027] 图 2 是表示本发明的实施方式 1 的 MIMO-OFDM 发送装置的结构方框图。

[0028] 图 3A 是表示本发明的实施方式 1 的 MIMO-OFDM 接收装置的结构方框图。

[0029] 图 3B 是表示实施方式 1 的发送和接收天线的关系的图。

[0030] 图 4 是表示通过实施方式 1 的各个天线发送的信号的帧结构的图,图 4 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图,图 4 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图。

[0031] 图 5 是表示数据码元的信号点配置的图,图 5A 是表示 BPSK 的信号点配置的图、图 5B 是表示 QPSK 的信号点配置的图、图 5C 是表示 16QAM 的信号点配置的图、图 5D 是表示 64QAM 的信号点配置的图、图 5E 是表示与各个调制方式的信号相乘的归一化系数的图。

[0032] 图 6 是用来说明实施方式 1 的导频码元的信号点配置的图。

[0033] 图 7 是表示频率偏移和相位噪声补偿单元的结构方框图。

[0034] 图 8 是用来说明实施方式 1 的前置码的信号点配置的图。

[0035] 图 9 是表示传输路径变动估计单元的结构方框图。

[0036] 图 10 是用来说明实施方式 1 的前置码的信号点配置的图。

[0037] 图 11 是表示前置码和数据码元的接收强度的随时间变化的图。

[0038] 图 12 是用来说明实施方式 1 的前置码的信号点配置的图。

- [0039] 图 13 是表示本发明的实施方式的映射单元的结构方框图。
- [0040] 图 14 是表示本发明的实施方式 2 的 MIMO-OFDM 发送装置的结构方框图。
- [0041] 图 15 是表示实施方式 2 的 MIMO-OFDM 接收装置的结构方框图。
- [0042] 图 16 是表示实施方式 2 的发送和接收天线的关系的图。
- [0043] 图 17 是表示通过实施方式 2 的各个天线发送的信号帧结构的图，图 17 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 17 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 17 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0044] 图 18 是用来说明实施方式 2 的前置码的信号点配置的图。
- [0045] 图 19 是用来说明实施方式 2 的前置码的信号点配置的图。
- [0046] 图 20 是用来说明实施方式 3 的结构方框图，图 20 的 (a) 是表示终端的结构方框图，图 20 的 (b) 是表示接入点的结构方框图。
- [0047] 图 21 是用来说明实施方式 3 的通信方式与归一化系数的关系的图。
- [0048] 图 22 是用来说明实施方式 3 的前置码的信号点配置的图。
- [0049] 图 23 是用来说明实施方式 3 的前置码的信号点配置的图。
- [0050] 图 24 是表示实施方式 4 的帧结构的图，图 24 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 24 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 24 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0051] 图 25 是用来说明实施方式 4 的前置码的结构一例的图。
- [0052] 图 26 是表示通信方式与归一化系数的关系的其它表现的图。
- [0053] 图 27 是表示实施方式 5 的帧结构的图，图 27 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 27 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 27 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0054] 图 28 是用来说明实施方式 5 的导频码元的信号点配置的图。
- [0055] 图 29 是表示实施方式 5 的 MIMO-OFDM 发送装置的结构方框图。
- [0056] 图 30 是表示实施方式 5 的映射单元的结构方框图。
- [0057] 图 31 是表示实施方式 5 的映射单元的其它结构的例子方框图。
- [0058] 图 32 是表示实施方式 5 的频率偏移和相位噪声估计单元的结构方框图。
- [0059] 图 33 是表示实施方式 5 的频率偏移和相位噪声估计单元的其它结构的方框图。
- [0060] 图 34 是表示实施方式 5 的其它帧结构的例子图，图 34 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 34 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 34 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0061] 图 35 是表示实施方式 5 的其它帧结构的例子图，图 35 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 35 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 35 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0062] 图 36 是表示实施方式 5 的其它帧结构的例子图，图 36 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 36 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图，图 36 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图。
- [0063] 图 37 是表示实施方式 6 的频率偏移和相位噪声估计单元的结构方框图。
- [0064] 图 38 是表示实施方式 6 的映射单元的结构方框图。
- [0065] 图 39 是表示实施方式 7 的帧结构的图，图 39 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图，图 39 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图。

- [0066] 图 40 是用来说明实施方式 7 的导频码元的信号点配置的图。
- [0067] 图 41 是表示实施方式 7 的 MIMO-OFDM 发送装置的结构方框图。
- [0068] 图 42 是表示实施方式 7 的映射单元的结构方框图。
- [0069] 图 43 是表示实施方式 7 的频率偏移和相位噪声估计单元的结构方框图。
- [0070] 图 44 是表示实施方式 8 的 MIMO-OFDM 发送装置的结构方框图。
- [0071] 图 45 是表示实施方式 8 的帧结构的图,图 45 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图,图 45 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图,图 45 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图,图 45 的 (d) 是表示信道 D 的帧结构的图。
- [0072] 图 46 是表示以 4 发送空间复用 MIMO 方式进行发送时的基准码元的调制方式与归一化系数的关系的图。
- [0073] 图 47 是表示以 4 发送空间复用 MIMO 方式进行发送时的基准码元的映射例的图。
- [0074] 图 48 是表示以 4 发送空间复用 MIMO 方式进行发送时的基准码元的映射例的图。
- [0075] 图 49 是表示实施方式 8 的其它的帧结构的例子图,图 49 的 (a) 是表示信道 A 的帧结构的图,图 49 的 (b) 是表示信道 B 的帧结构的图,图 49 的 (c) 是表示信道 C 的帧结构的图,图 49 的 (d) 是表示信道 D 的帧结构的图。

具体实施方式

[0076] 以下,有关本发明的实施方式,参照附图详细地进行说明。

[0077] (实施方式 1)

[0078] 在本实施方式中,说明利用了空间复用 (Spatial Multiplexing) 的 MIMO 系统的结构以及该结构中的发送装置和接收装置的结构,并且说明能够提高频率偏移、传输路径变动、同步的估计精度、以及信号的检测概率的、导频码元、前置码和基准码元的结构。

[0079] 图 2 是表示本实施方式的 MIMO-OFDM 发送装置 100 的结构方框图。但是,作为一例,图 2 表示发送天线数 $m = 2$ 的情况。

[0080] 帧结构信号生成单元 112 将调制方式等的控制信息 111 作为输入,生成包含帧结构的信息的帧结构信号 113,并将其输出。

[0081] 映射单元 102A 将信道 A 的发送数字信号 101A 和帧结构信号 113 作为输入,生成基于帧结构的基带信号 103A,并将其输出。

[0082] 串并变换单元 104A 将基带信号 103A 和帧结构信号 113 作为输入,基于帧结构信号 113,进行串并变换,并输出并行信号 105A。

[0083] 傅立叶逆变换单元 106A 将并行信号 105A 作为输入,进行傅立叶逆变换,输出傅立叶逆变换后的信号 107A。

[0084] 无线单元 108A 将傅立叶逆变换后的信号 107A 作为输入,进行变频等的处理,并输出发送信号 109A。发送信号 109A 作为电波,通过天线 110A 被输出。

[0085] MIMO-OFDM 发送装置 100 对信道 B 也进行与信道 A 同样的处理,由此生成信道 B 的发送信号 109B。而且,在参照标号的最后附加了“B”而表示的要素为有关信道 B 的部分,只是作为对象的信号不为信道 A 而为信道 B,基本上进行与在上述参照标号的最后附加了“A”而表示的、有关信道 A 的部分同样的处理。

[0086] 图 3A 表示本实施方式的接收装置的结构的一例。其中,作为一例,图 3A 表示接收

天线数 $n = 2$ 的情况。

[0087] 在接收装置 200 中,无线单元 203X 将通过接收天线 201X 接收到的接收信号 202X 作为输入,进行变频等的处理,并输出基带信号 204X。

[0088] 傅立叶变换单元 205X 将基带信号 204X 作为输入,进行傅立叶变换,并输出傅立叶变换后的信号 206X。

[0089] 在接收天线 201Y 端也进行同样的动作,同步单元 211 将基带信号 204X 和 204Y 作为输入,比如通过检测基准码元,确立与发送设备的时间同步,并输出定时信号 212。利用图 4 等在后面详细地说明基准码元的结构等。

[0090] 频率偏移和相位噪声估计单元 213 将傅立叶变换后的信号 206X 和 206Y 作为输入,提取导频码元,根据导频码元,估计频率偏移和相位噪声,并输出相位失真估计信号 214(包含了频率偏移的相位失真)。利用图 4 等在后面详细地说明导频码元的结构等。

[0091] 信道 A 的传输路径变动估计单元 207A 将傅立叶变换后的信号 206X 作为输入,提取信道 A 的基准码元,比如根据基准码元,进行信道 A 的传输路径变动的估计,并输出信道 A 的传输路径估计信号 208A。

[0092] 信道 B 的传输路径变动估计单元 207B 将傅立叶变换后的信号 206X 作为输入,提取信道 B 的基准码元,比如根据基准码元,进行信道 B 的传输路径变动的估计,并输出信道 B 的传输路径估计信号 208B。

[0093] 对于信道 A 的传输路径变动估计单元 209A 和信道 B 的传输路径变动估计单元 209B 而言,只是作为对象的信号不是通过天线 201X 接收到的信号而是通过天线 201Y 接收到的信号,基本上进行与上述信道 A 的传输路径变动估计单元 207A 和信道 B 的传输路径变动估计单元 207B 同样的处理。

[0094] 频率偏移和相位噪声补偿单元 215 将信道 A 的传输路径估计信号 208A 和 210A、信道 B 的传输路径估计信号 208B 和 210B、傅立叶变换后的信号 206X 和 206Y、以及相位失真估计信号 214 作为输入,去除各个信号的相位失真,并输出相位补偿后的信道 A 的传输路径估计信号 220A 和 222A、相位补偿后的信道 B 的传输路径估计信号 220B 和 222B、以及相位补偿后的傅立叶变换后的信号 221X 和 221Y。

[0095] 信号处理单元 223 比如进行逆矩阵运算,输出信道 A 的基带信号 224A 和信道 B 的基带信号 224B。具体而言,如图 3B 所示,例如,在某个副载波中,设来自天线 AN1 的发送信号为 $T_{xa}(t)$ 、来自天线 AN2 的发送信号为 $T_{xb}(t)$ 、天线 AN3 的接收信号为 $R_1(t)$ 、天线 AN4 的接收信号为 $R_2(t)$,并将传输路径变动分别设为 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$,则以下的关系式成立。

$$[0096] \quad \begin{pmatrix} R_1(t) \\ R_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{pmatrix} \dots (1)$$

[0097] 其中, t 为时间, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为噪声。信号处理单元 223 利用式 (1) 比如通过进行逆矩阵的运算而得到信道 A 的信号和信道 B 的信号。信号处理单元 223 对全部的副载波实行该运算。另外, $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$ 的估计,由传输路径变动估计单元 207A、209A、207B 和 209B 进行。

[0098] 频率偏移估计和补偿单元 225A 将信道 A 的基带信号 224A 作为输入,提取导频码元,基于导频码元,估计并补偿基带信号 224A 的频率偏移,并输出频率偏移补偿后的基带

信号 226A。

[0099] 信道 A 解调单元 227A 将频率偏移补偿后的基带信号 226A 作为输入,对数据码元进行解调,并输出接收数据 228A。

[0100] MIMO-OFDM 接收装置 200 对信道 B 的基带信号 224B 也进行同样的处理,从而获取接收数据 228B。

[0101] 图 4 表示本实施方式的时间-频率的信道 A(图 4 的 (a)) 和信道 B(图 4 的 (b)) 的帧结构。图 4 的 (a) 和图 4 的 (b) 中的、相同时间相同载波的信号在空间被复用。

[0102] 在时间 1 到时间 8,用于估计相当于式 (1) 的 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$ 的传输路径变动的码元被发送,这些码元比如被称为前置码。该前置码由保护码元 301 和基准码元 302 构成。设保护码元 301 在同相 I-正交 Q 平面上为 (0,0)。基准码元 302 比如为在同相 I-正交 Q 平面上 (0,0) 以外的已知的坐标的码元。另外,在信道 A 和信道 B,为互相不发生干扰的结构。也就是说,比如,如载波 1、时间 1 那样,在保护码元 301 被配置在信道 A 的情况下,在信道 B 配置基准码元 302;像载波 2、时间 1 那样,在基准码元 302 被配置在信道 A 的情况下,在信道 B 配置保护码元 301,像这样在信道 A 和信道 B 配置不同的码元。通过这样进行配置,比如,在着眼于时间 1 的信道 A 的情况下,能够根据载波 2 和载波 4 的基准码元 302 估计载波 3 的传输路径变动。因为载波 2 和载波 4 为基准码元 302,所以能够估计传输路径变动。因此,在时间 1 中,能够高精度地估计信道 A 的全部的载波的传输路径变动。同样地,也能够高精度地估计信道 B 的全部的载波的传输路径变动。对于时间 2 到时间 8,也同样能够估计信道 A 和信道 B 的全部的载波的传输路径变动。因此,关于图 4 的帧结构,因为在时间 1 到时间 8 的全部的时间中,能够估计全部的载波的传输路径变动,所以可以说其为能够实现精度非常好的传输路径变动的估计的前置码的结构。

[0103] 在图 4 中,信息码元(数据码元)303 是进行数据传输的码元。这里,假设调制方式为 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM。利用图 5 详细说明此时的同相 I-正交 Q 平面上的信号点配置等。

[0104] 控制用码元 304 为用于传输调制方式、纠错编码方式和编码率等的控制信息的码元。

[0105] 导频码元 305 为用于估计由于频率偏移和相位噪声造成的相位变动的码元。作为导频码元 305,比如,利用在同相 I-正交 Q 平面上已知的坐标的码元。导频码元 305 在信道 A 和信道 B 都被配置在载波 4 和载波 9 中。由此,特别是在无线 LAN 中,在通过 IEEE802.11a、IEEE802.11g 和空间复用的 MIMO 系统构筑相同频率、相同频带的系统的情况下,能够共用帧结构,因此能够实现接收装置的简化。

[0106] 图 5 表示图 4 的信息码元 303 的调制方式即 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 的同相 I-正交 Q 平面上的信号点配置、以及它们的归一化系数。

[0107] 图 5A 是同相 I-正交 Q 平面上的 BPSK 的信号点配置,其坐标为图 5A 所示。图 5B 是同相 I-正交 Q 平面上的 QPSK 的信号点配置,其坐标为图 5B 所示。图 5C 是同相 I-正交 Q 平面上的 16QAM 的信号点配置,其坐标为图 5C 所示。图 5D 是同相 I-正交 Q 平面上的 64QAM 的信号点配置,其坐标为图 5D 所示。图 5E 是表示用来校正从图 5A 到图 5D 的信号点配置以便在调制方式间将平均发送功率保持为一定的调制方式与乘法系数(也就是归一化系数)的关系的图。比如,以图 5B 的 QPSK 的调制方式进行发送的情况下,从图 5E 可

知,需要将图 5B 的坐标乘以 $1/\sqrt{2}$ 的值。其中, $\sqrt{x}$ 为 x 的平方根 (square root of x)。

[0108] 图 6 表示本实施方式的图 4 的导频码元 305 的同相 I- 正交 Q 平面上的配置。图 6 的 (a) 表示图 4 的 (a) 所示的信道 A 的载波 4 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (b) 表示图 4 的 (b) 所示的信道 B 的载波 4 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (c) 表示图 4 的 (a) 所示的信道 A 的载波 9 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (d) 表示图 4 的 (b) 所示的信道 B 的载波 9 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。这里,这些配置使用了 BPSK 调制,但是并不限于此。

[0109] 图 6 中的导频码元 305 的信号点配置的特征为:相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置为正交(互相关为零)。

[0110] 比如,信道 A 的载波 4 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置与信道 B 的载波 4 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置为正交。而且,时间 15 到时间 18 也是同样的。并且,信道 A 的载波 9 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置与信道 B 的载波 9 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置也为正交。而且,时间 15 到时间 18 也是同样的。此时,为了信号的正交,适合使用沃尔什-哈达玛(Walsh-Hadamard)变换和正交代码等。另外,虽然在图 6 中表示了 BPSK 的情况,但是只要是正交即可,也可以是 QPSK 调制,还可以不遵循调制方式的规则。

[0111] 而且,在本实施方式的情况下,为了简化接收设备,假设在信道 A 的载波 4 与信道 B 的载波 9、以及信道 A 的载波 9 与信道 B 的载波 4,为相同的信号点配置(相同图案)(这里,如图 6 所示,将各个图案命名为图案 #1 和图案 #2)。使用图 7 详细说明其理由。但是,相同图案并不是采用完全相同的信号点配置。比如,在同相 I- 正交 Q 平面上,仅在相位关系不同的情况下,也可视为相同图案。

[0112] 另外,在信道 A(或者信道 B)的载波 4 和 9 中,使导频码元 305 的信号点配置不同,这是因为如果设为相同,则有可能导致发送峰值功率的增大。但是,对于如上定义的图案也可以相同。也就是说,信号点配置不同这一点很重要。

[0113] 这里,首先利用图 3A 和图 7 详细说明正交的优点。

[0114] 图 7 是图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构的一例。导频载波提取单元 602 将傅立叶变换后的信号 206X(或者 206Y)作为输入,提取导频码元 305 的副载波。具体而言,提取载波 4 和载波 9 的信号。因此,导频载波提取单元 602 输出载波 4 的基带信号 603 和载波 9 的基带信号 604。

[0115] 代码存储单元 605 比如存储有图 6 的图案 #1,并根据定时信号 212,输出图案 #1 的信号 606。

[0116] 代码存储单元 607 比如存储有图 6 的图案 #2,并根据定时信号 212,输出图案 #2 的信号 608。

[0117] 选择单元 609 将定时信号 212、图案 #1 的信号 606 和图案 #2 的信号 608 作为输入,作为选择信号 610(X) 输出图案 #2 的信号,并作为选择信号 611(Y) 输出图案 #1 的信号。

[0118] 代码乘法单元 612A 将载波 4 的基带信号 603 和选择信号 611(Y) 作为输入,将载波 4 的基带信号 603 与选择信号 611(Y) 相乘,从而生成载波 4 的信道 A 的基带信号 613A,并将其输出。其理由如下。

[0119] 载波 4 的基带信号 603 为信道 A 的基带信号与信道 B 的基带信号被复用的信号。对此,乘以选择信号 611(Y)即图案 #1 的信号,互相关为零的信道 B 的基带信号的分量被去除,因此能够只提取信道 A 的基带信号的分量。

[0120] 同样地,代码乘法单元 614A 将载波 9 的基带信号 604 和选择信号 610(X) 作为输入,将载波 9 的基带信号 604 与选择信号 610(X) 相乘,从而生成载波 9 的信道 A 的基带信号 615A,并将其输出。

[0121] 代码乘法单元 612B 将载波 4 的基带信号 603 和选择信号 610(X) 作为输入,将载波 4 的基带信号 603 与选择信号 610(X) 相乘,从而生成载波 4 的信道 B 的基带信号 613B,并将其输出。

[0122] 代码乘法单元 614B 将载波 9 的基带信号 604 和选择信号 611(Y) 作为输入,将载波 9 的基带信号 604 与选择信号 611(Y) 相乘,从而生成载波 9 的信道 B 的基带信号 615B,并将其输出。

[0123] 如上所述,通过使相同载波的信道 A 与信道 B 的信号点配置正交,即使导频码元 305 在信道 A 与信道 B 被复用,也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。作为另一个重要的优点,因为不需信道估计值(传输路径变动估计值),所以能够简化对频率偏移和相位噪声进行补偿的部分的结构。如果在信道 A 和信道 B 的导频码元 305 的信号点配置互相不正交的情况下,则成为以下的结构:进行 MIMO 分离的信号处理,比如,ZF(迫零, Zero Forcing)、MMSE(最小均方误差, Minimum Mean Square Error)和 MLD(最大似然检测, Maximum Likelihood Detection),其后估计频率偏移和相位噪声。对此,根据本实施方式的结构,如图 3A 所示,能够在将信号分离(信号处理单元 223)的前级对频率偏移和相位噪声进行补偿。而且,在信号处理单元 223,即使在分离为信道 A 的信号和信道 B 的信号后,也能够利用导频码元 305 去除频率偏移和相位噪声,因此能够进行更高精度的频率偏移和相位噪声的补偿。

[0124] 但是,在相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置不正交的情况下,因为图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的频率偏移和相位噪声的估计精度降低(互相成为对方的干扰分量),难以附加图 3A 的频率偏移和相位噪声补偿单元 215,从而无法进行高精度的频率偏移和相位噪声补偿。

[0125] 而且,根据本实施方式,通过将信道 A 的载波 4 与信道 B 的载波 9,以及信道 A 的载波 9 与信道 B 的载波 4,设定为相同的信号点配置(相同图案),能够实现图 7 的代码存储单元 605 和 607 的共有,带来接收装置的简化。

[0126] 但是,虽然在本实施方式中,必须使相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置正交,但是并不一定必须将它们设定为相同图案。

[0127] 在本实施方式中,如时间 11 到时间 14 那样,以四码元单位正交的导频码元 305 为例进行了说明,但是并不只限于四码元单位。但是,在考虑了由于时间方向上的衰落的变动造成的、对正交性的影响的情况下,可以预想以 2~8 码元左右形成正交图案能够确保频率偏移和相位噪声的估计精度。如果正交图案的周期过长,则无法确保正交性的可能性增高,从而频率偏移和相位噪声的估计精度会恶化。另外,虽然说明了发送天线数为 2 并且发送两个调制信号的情况,但是不只限于此,对发送天线数为 3 以上并且发送三个以上调制信号的情况,也能够通过使存在于相同载波的导频码元 305 以数个码元单位正交,获得与上

述同样的效果。

[0128] 接下来,详细说明图 4 的前置码中的基准码元 302 的结构,其能够简化接收装置,以及抑制在接收装置发生的量化误差所造成的传输路径估计精度的恶化。

[0129] 图 8 表示本实施方式的前置码的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置,特别表示基准码元 302 被配置在载波 2、4、6、8、10 和 12 的时间 1、3、5 和 7 的信号点配置。

[0130] 这里,在载波 2 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号、在载波 4 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号、在载波 6 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号、在载波 8 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号;在载波 10 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号以及在载波 12 的时间 1、3、5 和 7 形成的信号,在同相 I- 正交 Q 平面上,相位关系不同但为相同图案。由此,能够实现接收装置的简化。

[0131] 载波 1、3、5、7、9 和 11 也同样地,相位关系不同但为相同图案,由此能够实现接收装置的简化。这里,使偶数载波的图案与奇数载波的图案相同,能够进一步简化接收装置。但是,即使在不同的情况下,也在接收装置的简化方面具有一定的优点。这是因为,所需的图案信号只增加一个。同样地,如果在信道 A 和信道 B 采用相同的图案,则能够进一步简化接收装置,但是即使采用不同的图案,也具有一定的优点。

[0132] 以下,对实现简化接收装置的结构方面进行说明。但是,在下面,以偶数载波的图案与奇数载波的图案相同的情况为例进行说明。

[0133] 图 9 表示图 3A 的接收装置的传输路径变动估计单元 207 和 209 的详细结构。这里,以信道 A 的传输路径变动的估计为例进行说明。

[0134] 载波 1 的信号提取单元 802_1 将傅立叶变换后的信号 206X(206Y) 作为输入,提取相当于图 4 的 (a) 所示的信道 A 的前置码中的、载波 1 的基准码元 302(时间 2、4、6 和 8) 的信号,并输出载波 1 的基准码元 803_1。

[0135] 载波 2 的信号提取单元 802_2 将傅立叶变换后的信号 206X(206Y) 作为输入,提取相当于图 4 的 (a) 所示的信道 A 的前置码中的、载波 2 的基准码元 302(时间 1、3、5 和 7) 的信号,并输出载波 2 的基准码元 803_2。

[0136] 在载波 3 到载波 12 的信号提取单元也进行同样的动作。

[0137] 图案信号发生单元 804 输出同相 I- 正交 Q 平面上的 (1,0)、(-1,0)、(-1,0) 和 (1,0) 的图案信号 805(参照图 8 的图案)。

[0138] 乘法单元 806_1 将载波 1 的基准码元 803_1 和图案信号 805 作为输入,在将载波 1 的基准码元 803_1 与图案信号 805 相乘的同时进行平均化等的信号处理,并输出载波 1 的传输路径变动估计信号 807_1。

[0139] 乘法单元 806_2 到乘法单元 806_12 也进行同样的动作,从而输出载波 2 的传输路径变动估计信号 807_2 到载波 12 的传输路径变动估计信号 807_12。

[0140] 并串变换单元 810 将载波 1 的传输路径变动估计信号 807_1 到载波 12 的传输路径变动估计信号 807_12 作为输入,进行并串变换,并输出传输路径变动估计信号 208A(208B、210A 和 210B)。

[0141] 这样,因为能够在载波 1 到载波 12 共用图案信号发生单元 804,所以能够削减图案信号发生单元 804 的图案信号的存储容量并共用信号处理,从而相应地简化接收装置。

[0142] 但是,在图 8 所示的,是在对基准码元 302 进行了 BPSK 调制的情况下的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置,而且其与对数据码元 303 进行了 BPSK 调制的情况下的信号点配

置同样,而且用于乘法运算的归一化系数也与对数据码元 303 进行了 BPSK 调制的情况同样。但是,如果这样,在接收装置中,为进行数字信号处理而配备了模拟数字变换器的情况下,量化误差的影响变大。以下,说明为了减轻该问题的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的一例。

[0143] 图 10 表示为了减轻该问题的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的一例。作为一例,利用 BPSK 调制。此时,将归一化系数设为 1.0,基准码元 302 的信号点配置为 $(1.414 \div \sqrt{2}, 0)$ 或者 $(-1.414 \div \sqrt{2}, 0)$ 。也就是说,采用将对数据码元 303 进行了 BPSK 调制的情况下的信号点配置乘以了系数 1.414 的信号点配置。

[0144] 利用图 11 说明这样的情况下的随着时间的接收信号的强度的变化。

[0145] 在图 11 中,图 11 的 (a) 表示如图 8 所示进行了前置码的信号点配置的情况下的、接收信号的时间变动的波形;图 11 的 (b) 表示如图 10 所示进行了前置码的信号点配置的情况下的、接收信号的时间变动的波形。如图 8 所示配置了信号点的情况下,前置码的平均接收功率比数据码元 303 的平均接收功率小。在前置码的基准码元 302 中,如果进行与数据码元 303 相同的信号点配置,则由于存在保护码元 301 而产生该现象。其结果,特别是在通过模拟数字变换器将接收信号变换为数字信号时,对前置码的接收信号而言,质量会因量化误差的影响而恶化。

[0146] 另一方面,如图 10 所示进行了前置码的信号点配置的情况下,如图 11 (b) 所示,前置码的平均接收功率为与数据码元 303 的平均接收功率同等的电平。因此,即使通过模拟数字变换器将接收信号变换为数字信号,对前置码的接收信号而言,由于量化误差而造成的影响也会减轻,从而质量被确保。

[0147] 图 12 表示基于与上述同样的想法,将基准码元 302 的信号点配置设定为 QPSK 时的信号点配置的方法。

[0148] 图 12 表示设归一化系数为 1 并对基准码元 302 进行了 QPSK 调制时的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的一例。由此,如图 11 (b) 所示,前置码的平均接收功率为与数据码元 303 的平均接收功率同等的电平,即使通过模拟数字变换器变换为数字信号,对前置码的接收信号而言,由于量化误差而造成的影响被减轻,从而质量被确保。

[0149] 根据上述内容,重要的是,在将数据码元 303 的调制方式 #X 用于基准码元 302 的情况下,将数据码元 303 的归一化系数乘法运算后的、同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的 $1.414 \div \sqrt{2}$ 倍的信号点配置,设为归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的基准码元 302 的信号点配置。 $1.414 \div \sqrt{2}$ 倍那样的系数是根据每隔一个码元地将基准码元 302 配置在频率轴上而决定出的值。

[0150] 比如,当 #X 为 QPSK 的情况下,归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为 $(\pm 1/\sqrt{2}, \pm 1/\sqrt{2})$,而根据上述规则,基准码元 302 的归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为 $(\pm 1, \pm 1)$ (参照图 12)。

[0151] 图 13 表示本实施方式的图 2 的发送装置的映射单元 102A (102B) 的结构的一例数据。调制单元 1103 将发送数字信号 101A (101B) 和帧结构信号 1102 作为输入,基于帧结构信号 1102 中所包含的、调制方式的信息和定时,对发送数字信号 101A (101B) 进行调制,并输出数据码元 303 的调制信号 1104。

[0152] 前置码映射单元 1105 将帧结构信号 1102 作为输入,基于帧结构,输出前置码的调

制信号 1106。

[0153] 代码存储单元 #1(1107) 输出图案 #1 的信号 1108。同样地,代码存储单元 #2(1109) 输出图案 #2 的信号 1110。

[0154] 导频码元映射单元 1111 将图案 #1 的信号 1108、图案 #2 的信号 1110 和帧结构信号 1102 作为输入,生成导频码元 305 的调制信号 1112,并将其输出。

[0155] 信号生成单元 1113 将数据码元 303 的调制信号 1104,前置码的调制信号 1106 和导频码元 305 的调制信号 1112 作为输入,生成符合帧结构的基带信号 103A(103B),并将其输出。

[0156] 虽然在上述说明中,说明了如果采用如图 4 和图 6 所示的导频码元 305 的结构,则能够简化接收装置,但是同样地如果采用如图 4 和图 6 所示的导频码元结构,因为在发送装置中,也如图 13 所示,可实现代码存储单元 1107 和 1109 的共用,所以能够实现发送装置的简化。

[0157] 以上,说明了本实施方式的前置码和导频信号(导频码元)的生成方法、以及生成它们的发送装置,并且说明了接收本实施方式的调制信号的接收装置的详细的结构和动作。根据本实施方式,因为能够提高频率偏移、传输路径变动和同步的估计精度,所以能够提高信号的检测概率,并且能够实现发送装置和接收装置的简化。

[0158] 上述的本实施方式的重要的特征,换言之是一种 MIMO-OFDM 发送装置,在数据发送期间通过多个天线发送进行了 OFDM 调制的数据码元 303,并且在与所述数据发送期间不同的期间通过所述多个天线发送进行了 OFDM 调制的传输路径估计用码元,该 MIMO-OFDM 发送装置包括:数据映射单元(数据调制单元 1103),形成数据码元 303;传输路径估计用码元映射单元(前置码映射单元 1105),在设副载波数为 m 的情况下,当将 n 个副载波的信号点振幅设为 0、以及 $\alpha = m/(m-n)$ 时,形成以下的传输路径估计用码元,即剩余的 $m-n$ 个副载波的信号点振幅为数据码元 303 的调制方式中的、相同的调制方式的信号点振幅的 $\sqrt{\alpha}$ 倍;以及 OFDM 调制单元,对所述数据码元 303 和所述传输路径估计用码元进行 OFDM 调制。由此,因为能够降低在接收端的传输路径估计用码元的量化误差,所以能够进行高精度的传输路径变动估计。

[0159] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。另外,在本实施方式中,虽然以发送和接收分别具有两个天线时为例进行了说明,但是并不仅限于此,即使接收天线数为 3 以上,也不对本实施方式产生影响,而同样能够实施。而且,帧结构也不仅限于本实施方式,特别是对于用于估计频率偏移、以及相位噪声等的失真的导频码元 305,只要是采用配置在特定的副载波中,并通过多个天线被发送的结构即可,发送导频码元 305 的副载波的数目并不仅限于本实施方式的两个。另外,在后面详细说明其它的天线数时、以及其它的发送方法时的实施方式。而且,虽然这里命名为导频码元 305、基准码元 302、保护码元 301 以及前置码并进行了说明,但是使用其它的称呼方法也对本实施方式没有任何的影响。这在其它的实施方式也是同样的。

[0160] (实施方式 2)

[0161] 在本实施方式,详细说明在实施方式 1 中,将发送和接收天线数设为 3 时的情形。

[0162] 图 14 表示本实施方式的发送装置的结构的一例。在图 14 中,对进行与图 2 同样

的动作的部分附加与图 2 相同的标号。图 14 中的 MIMO-OFDM 发送装置 1200 与图 2 不同之处在于附加了信道 C 的发送单元。

[0163] 图 15 表示本实施方式接收装置的结构的一例。在图 15 中,对进行与图 3 同样的动作的部分附加相同的标号。在图 15,因为从发送装置发送三个信道的调制信号,所以与图 3A 的结构相比,追加了信道 C 的传输路径变动估计单元 207C 和 209C,并且天线数追加了 1 根,因而成为追加了与其相对应的所需的结构。

[0164] 图 16 表示本实施方式的发送和接收天线的关系。比如,在某个副载波,设来自天线 1401 的发送信号为 $T_{xa}(t)$ 、来自天线 1402 的发送信号为 $T_{xb}(t)$ 、来自天线 1403 的发送信号为 $T_{xc}(t)$;并设天线 1404 的接收信号为 $R_1(t)$ 、天线 1405 的接收信号为 $R_2(t)$ 、天线 1406 的接收信号为 $R_3(t)$,并且将传输路径变动分别设为 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{13}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 、 $h_{23}(t)$ 、 $h_{31}(t)$ 、 $h_{32}(t)$ 和 $h_{33}(t)$,则以下的关系式成立。

$$[0165] \quad \begin{pmatrix} R_1(t) \\ R_2(t) \\ R_3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & h_{13}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & h_{23}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) & h_{33}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \\ T_{xc}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \end{pmatrix} \quad (2)$$

[0166] 其中, t 为时间, $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ 和 $n_3(t)$ 为噪声。图 15 的信号处理单元 223 利用式 (2),比如通过进行逆矩阵的运算而得到信道 A 的信号、信道 B 的信号和信道 C 的信号。信号处理单元 223 对全部的副载波实行该运算。另外, $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{13}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 、 $h_{23}(t)$ 、 $h_{31}(t)$ 、 $h_{32}(t)$ 和 $h_{33}(t)$ 的估计,由传输路径变动估计单元 207A、209A、1301A、207B、209B、1301B、207C、209C 和 1301C 进行。

[0167] 图 17 表示本实施方式的帧结构的一例,对与图 4 对应的部分附加相同的标号。图 17 的 (a) 表示时间-频率的信道 A 的帧结构的一例;图 17 的 (b) 表示时间-频率的信道 B 的帧结构的一例;图 17 的 (c) 表示时间-频率的信道 C 的帧结构的一例。图 17 的 (a)、图 17 的 (b) 和图 17 的 (c) 中的、信道 A、B 和 C 的相同时间和相同载波的信号在空间被复用。

[0168] 在时间 1 到时间 8,用于估计相当于式 (2) 的 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{13}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 、 $h_{23}(t)$ 、 $h_{31}(t)$ 、 $h_{32}(t)$ 和 $h_{33}(t)$ 的传输路径变动的码元被发送,这些码元由保护码元 301 和基准码元 302 构成。设保护码元 301 在同相 I-正交 Q 平面上为 (0,0)。基准码元 302 比如为在同相 I-正交 Q 平面上 (0,0) 以外的已知的坐标的码元。另外,在信道 A、信道 B 和信道 C,为互相不发生干扰的结构。也就是说,比如,如载波 1、时间 1 那样,在基准码元 302 被配置在信道 A 的情况下,在信道 B 和信道 C 配置保护码元 301;如载波 2、时间 1 那样,在基准码元 302 被配置在信道 B 的情况下,在信道 A 和信道 C 配置保护码元 301;如载波 3、时间 1 那样,在基准码元 302 被配置在信道 C 的情况下,在信道 A 和信道 B 配置保护码元 301。这样,在某一载波和时间,将基准码元 302 只配置在一个信道,而将保护码元 301 配置在剩余的信道。通过这样进行配置,比如,在着眼于时间 1 的信道 A 的情况下,能够根据载波 1 和载波 4 的基准码元 302 估计载波 2 和载波 3 的传输路径变动。另外,因为载波 1 和载波 4 为基准码元 302,所以能够估计传输路径变动。因此,在时间 1 中,能够高精度地估计信道 A 的全部的载波的传输路径变动。同样地,也能够高精度地估计信道 B 和信道 C 的全部的载波的传输路径变动。对于时间 2 到时间 8,也同样能够估计信道 A、信道 B 和信道 C 的全部的载波的传输路径变动。因此,关于图 17 的帧结构,因为在时间 1 到时间 8 的全部的时间中,能够估计全部的载波的传输路径变动,所以可以说其为能够实现精度非常好的、

传输路径变动的估计的前置码的结构。

[0169] 接下来,对在接收装置中为进行数字信号处理而配备了的模拟数字变换器的情况的、降低量化误差的影响的同相 I- 正交 Q 平面上的前置码 (特别是基准码元 302) 的信号点配置进行说明。作为前提条件,假设采用图 17 的数据码元 303 的信号点配置,并采用基于图 5 的归一化系数。

[0170] 在图 18 表示同相 I- 正交 Q 平面上的前置码的信号点配置的一例 (信道 A 的时间 1、2 和 3 的配置例)。这里,假设基准码元 302 的调制方式为 BPSK。此时,考虑归一化系数为 1 且采用了图 5A 的信号点配置的情况,如图 11 的 (a) 所示,因为与数据码元 303 相比,前置码的接收强度降低,所以由于配备了接收装置的模拟数字变换器,量化误差的影响只对前置码增大,从而招致接收质量的降低。与此相对,在图 18,使基准码元 302 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为 $(1.732 \triangleq \sqrt{3}), 0)$ 或者为 $(-1.732 \triangleq -\sqrt{3}), 0)$ 。也就是说,采用了对数据码元进行了 BPSK 调制的信号点配置乘以了系数 1.732 的信号点配置。

[0171] 图 11 的 (b) 为此时的前置码和数据码元 303 的时间轴上的接收信号强度的像 (image)。由此,能够减轻由于配备于接收装置的模拟数字变换器而对前置码造成的量化误差的影响,因此质量会提高。

[0172] 图 19 表示基于与上述同样的想法,将基准码元 302 的信号点配置设定为 QPSK 时的信号点配置的方法。

[0173] 图 19 表示设归一化系数为 1 并对基准码元 302 进行了 QPSK 调制时的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的一例。由此,如图 11 的 (b) 所示,前置码的平均接收功率成为与数据码元 303 的平均接收功率同等的电平,即使通过模拟数字变换器变换为数字信号,对前置码的接收信号而言,由于量化误差而造成的影响也会减轻,从而质量被确保。这里,图 19 中的 1.225 为根据 $1.225 \triangleq \sqrt{3} / \sqrt{2}$ 求出的值。

[0174] 根据上述内容,重要的是,在将数据码元 303 的调制方式 #X 用于基准码元 302 的情况下,将成为数据码元 303 的归一化系数乘法运算后的、同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置的 $1.732 \triangleq \sqrt{3}$ 倍的信号点配置,设为归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的基准码元 302 的信号点配置。 $1.732 \triangleq \sqrt{3}$ 倍那样的系数是根据每隔两个码元地将基准码元 302 配置在频率轴上而决定出的值。

[0175] 比如,当 #X 为 QPSK 的情况下,归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为 $(\pm 1/\sqrt{2}), (\pm 1/\sqrt{2}))$,而根据上述规则,基准码元 302 的归一化系数乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为 $(\pm \sqrt{3}/\sqrt{2}), (\pm \sqrt{3}/\sqrt{2}))$ (参照图 19)。

[0176] 如上,说明了本实施方式的前置码和导频信号的生成方法以及生成它们的发送装置,并且说明了接收本实施方式的调制信号的接收装置的详细的结构和动作,特别说明了发送和接收的天线数分别为 3 的情形。根据本实施方式,因为能够提高频率偏移、传输路径变动和同步的估计精度,所以能够提高信号的检测概率,并且能够实现发送装置和接收装置的简化。

[0177] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使

在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。而且,即使接收天线数为 4 以上,也不对本实施方式产生影响,而同样能够实施。

[0178] (实施方式 3)

[0179] 在本实施方式,详细说明根据通信环境(比如,接收质量等),在二发送空间复用 MIMO 与三发送空间复用 MIMO 之间进行切换的通信方式中的前置码的结构,所述二发送空间复用 MIMO 是发送天线数为 2 且发送调制信号数为 2 的空间复用 MIMO 系统,三发送空间复用 MIMO 是发送天线数为 3 且发送调制信号数为 3 的空间复用 MIMO 系统。

[0180] 图 20 是表示本实施方式的通信形态的图。图 20 的 (a) 表示终端、图 20 的 (b) 表示接入点 (AP)。此时,以由 AP 切换 MIMO 方式和调制方式的情形为例进行说明。

[0181] 在图 20 的 (a) 的终端中,发送装置 1902 将发送数字信号 1901 作为输入,输出调制信号 1903,调制信号 1903 作为电波,通过天线 1904 被输出。此时,假设在发送数字信号 1901 中包含用来由 AP 切换通信方式的通信状况的信息,比如:比特误码率、分组差错率和接收电场强度等的信息。

[0182] 在图 20 的 (b) 的 AP 中,接收装置 1907 将通过天线 1905 接收到的接收信号 1906 作为输入,输出接收数字信号 1908。

[0183] 发送方法决定单元 1909 将接收数字信号 1908 作为输入,基于接收数字信号 1908 中所包含的通信状况的信息,决定通信方法(也就是 MIMO 方式和调制方式),并输出包含该信息的控制信息 1910。

[0184] 发送装置 1912 将控制信息 1910 和发送数字信号 1911 作为输入,基于所决定的通信方法,对发送数字信号 1911 进行调制,并输出调制信号 1913,该调制信号 1913 通过天线被发送。

[0185] 图 14 为图 20 的 (b) 的发送装置 1912 的详细的结构的一例。图 14 的帧结构信号生成单元 112 将控制信息 111 即图 20 的控制信息 1910 作为输入,基于该信息决定调制方式和 MIMO 方式,并输出包含该信息的帧结构信号 113。比如,在帧结构信号 113 表示 2 发送空间复用 MIMO 方式的情况下,信道 C 的发送单元不进行动作。由此,能够进行 2 发送空间复用 MIMO 方式与 3 发送空间复用 MIMO 方式的切换。

[0186] 这里,选择了二发送空间复用 MIMO 方式时的帧结构如在实施方式 1 说明过的图 4 那样,选择了三发送空间复用 MIMO 方式时的帧结构如在实施方式 2 说明过的图 17 那样。

[0187] 数据码元 303 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置采用如图 5A、图 5B、图 5C 和图 5D 所示的信号点配置。其中,归一化系数采用如图 21 所示的归一化系数。

[0188] 图 21 表示在将二发送空间复用 MIMO、BPSK 时的归一化系数设定为 1 的情况下的、在各个 MIMO 方式和各个调制方式采用的归一化系数。这样设定归一化系数的理由是,为了不根据调制方式且不根据要发送的调制信号数而使由 AP 发送的调制信号的总发送功率恒定。因此,在相同调制方式时,若将二发送空间复用 MIMO 方式的归一化系数设为 X,则三发送空间复用 MIMO 方式的归一化系数为 X 的 $\sqrt{2}/\sqrt{3}$ 倍。

[0189] 接下来,说明此时的前置码的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置。

[0190] 在二发送空间复用 MIMO 方式的情况下,为了减轻在接收装置的模拟数字变换器发生的量化误差的影响,将前置码中的基准码元 302 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置设定为如在实施方式 1 说明过的图 10 或者图 12 所示的配置。

[0191] 此时,考虑图 21 的归一化系数和实施方式 2 的说明,为了减轻在接收装置的模拟数字变换器发生的量化误差的影响,需要设定为如图 22 和图 23 所示的信号点配置。通过这样设定,即使由 AP 切换 2 发送空间复用 MIMO 方式与 3 发送空间复用 MIMO 方式,在接收装置中也能够减轻前置码中的量化误差的影响。

[0192] 在上述说明中,重要的是:如图 21 所示,在不根据调制方式且不根据要发送的调制信号数而使要发送的调制信号的总发送功率恒定的情况下,将数据码元 303 的调制方式 #X 使用于基准码元 302 时,在基准码元 302 中,在二发送空间复用 MIMO 方式和三发送空间复用 MIMO 方式,使归一化乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为相同信号点配置。

[0193] 通过采用以上的结构,能够减轻前置码中的量化误差的影响,因此能够抑制接收质量的下降。

[0194] 虽然在上述说明中,以使数据码元 303 和前置码的平均接收功率相等的情况为例进行了说明,但是使前置码的平均接收功率大于数据码元 303 的平均接收功率时,接收质量可被确保的情况很多。上述的想法也能够适用于该情况。也就是说,将数据码元 303 的调制方式 #X 使用于基准码元 302 时,只要遵守以下的规则即可,即在二发送空间复用 MIMO 方式和三发送空间复用 MIMO 方式,使在基准码元 302 中的、归一化乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为相同信号点配置。

[0195] 也就是说,在发送天线数为 n 并且发送调制信号数为 n 的 n 发送空间复用 MIMO 方式中,每隔 $n-1$ 个码元地将基准码元 302 插入到前置码中的情况下,将数据码元 303 的调制方式 #X 使用于基准码元 302 时,在基准码元 302 中,只要使归一化乘法运算后的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置为不根据 n 变化而为相同信号点配置,就可进行与上述同样的动作。

[0196] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。而且,即使接收天线数为 3 以上,也不对本实施方式产生影响,而同样能够实施。

[0197] (实施方式 4)

[0198] 在实施方式 2 中,说明了三发送空间复用 MIMO 系统的前置码的结构。在使用如实施方式 1 和 2 所示的前置码结构的情况下,随着天线数的增加,基准码元 302 的存在的间隔变长,因此接收装置中的传输路径变动的估计精度恶化的可能性会变大。在本实施方式,提出用于减轻该问题的前置码的构成方法。

[0199] 图 24 表示本实施方式的帧结构的一例。图 24 中的具有特征的部分为前置码的结构。在发送图 24 的帧信号的情况下的基本动作与在实施方式 2 说明过的发送图 17 的帧信号的情况同样,相同载波且相同时间的信道 A、信道 B 和信道 C 的信号通过不同的天线发送,并在空间被复用。

[0200] 图 24 中,在时间 1,信道 A 的载波 1 到载波 12 的全部都为基准码元 302。而且,在时间 2,信道 B 的载波 1 到载波 12 的全部都为基准码元 302,在时间 3,信道 C 的载波 1 到载波 12 的全部都为基准码元 302。

[0201] 在图 25 特别表示载波 1 和载波 2 的、时间 1 和时间 2 的前置码的详细结构。在时间 1 中,对于载波 1 到载波 12 的全部都为基准码元 302 的信道 A,生成通常的 OFDM 方式的

调制信号。另外,对于在载波 1 到载波 12 中存在基准码元 302 和保护码元 301 的信道 B 和信道 C,在图 14 的傅立叶逆变换器 106 之后,进行特殊的信号处理。同样地,在时间 2 对于信道 B,在时间 3 对于信道 C,在时间 4 对于信道 A...,生成通常的 OFDM 方式的调制信号。另外,在时间 2 对于信道 A 和信道 C,在时间 3 对于信道 A 和信道 B,在时间 4 对于信道 B 和信道 C, ...,在图 14 的傅立叶逆变换 106 之后,进行特殊的信号处理。

[0202] 图 25 中,假设在时间 1 且载波 1 的信道 A,在同相 I- 正交 Q 平面上进行 $(I, Q) = (1, 0)$ 的信号点配置。此时,使信道 C 的信号点配置为 $(I, Q) = (0, 0)$,以使其不对其它信道给予干扰。另外,假设在信道 B,进行与信道 A 相同的信号点配置。然后,进行上述的特殊的信号处理。该特殊的信号处理为对信道 B,将傅立叶变换后得到的调制信号的相位对于时间轴,比如移动 (shift) 0.5 码元的处理。但是,对于与信道 A 不重叠而超出的信号,从开头逐次配置 (折返)。对于该操作,公开于文献“Channel estimation for OFDM systems with transmission diversity in mobile wireless channels,”IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 3, pp-461-471, March 1999, 以及“Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas,”IEEE Transaction on wireless communications, vol. 1, no. 1, pp. 67-75, 2002, 在时间 1 且载波 1,对信道 A 和信道 B 进行循环延迟分集 (Cyclic Delay Diversity)。

[0203] 同样地,假设在时间 1 且载波 2 的信道 A,在同相 I- 正交 Q 平面上进行 $(I, Q) = (-1, 0)$ 的信号点配置。此时,使信道 B 的信号点配置为 $(I, Q) = (0, 0)$,以使其不对其它信道给予干扰。另外,假设在信道 C,进行与信道 A 相同的信号点配置。然后,进行上述的特殊的信号处理。该特殊的信号处理为对信道 C,将傅立叶变换后得到的调制信号的相位对于时间轴,比如移动 0.5 码元的处理。但是,与信道 A 不重叠而超出的信号,从开头逐次配置 (折返)。因此,在时间 1 且载波 2,对信道 A 和信道 B 进行循环延迟分集。

[0204] 因此,在时间 1,为对于时间轴,信道 A、信道 B 和信道 C 被交替地进行循环延迟分集的状况。此时,接收装置的传输路径估计单元通过进行均衡处理,能够对进行了循环延迟分集的信道进行传输路径估计。因此,在时间 1 的载波 1,能够同时估计信道 A 和信道 B 的传输路径变动,在时间 1 的载波 2,能够同时估计信道 A 和信道 C 的传输路径变动。由此,与实施方式 2 的情况不同,能够同时估计相当于两个信道的传输路径变动,因而能够减少前置码的码元数。由此,实现数据传输速度的提高。

[0205] 但是,在原理上,虽然可进行能同时估计相当于三个信道的传输路径变动的循环延迟分集,但是因为存在分集增益的降低和接收装置的电路规模的增大的缺点,所以如本实施方式所示,同时进行相当于两个信道的传输路径变动的估计的结构更好。为此,重要的是对于其中某一个信道必须插入保护码元 $((I, Q) = (0, 0))$ 。

[0206] 另外,在着眼于时间 1 的情况下,虽然对信道 B 和信道 C 的相位进行了移动,但是非常重要是使移动相位量 (也可以用码元量或者时间来表现) 一致,比如为 0.5 码元。这是因为,在接收装置,能够共用信道 A 和信道 B 的传输路径变动的同时估计的电路、以及信道 A 和信道 C 的传输路径变动的同时估计的电路。

[0207] 如上所述,配置三发送空间复用的 MIMO 系统的前置码,以使对每个载波在不同的信道进行两个信道的循环延迟分集,由此能够高精度地估计传输路径变动,并且能够削减前置码数,从而能够提高数据的传输速度。

[0208] 在本实施方式中,虽然说明了三发送的情形,但是也能够应用于四天线以上。另外,在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。

[0209] 另外,虽然在上述的实施方式 3 中,说明了二发送空间复用 MIMO 与三发送空间复用 MIMO 的切换,但是并不仅限于此,比如包括切换一系统发送(不进行 MIMO 的情况)时,也同样能够实施。此时的通信方式与归一化系数的关系如图 26 所示。

[0210] (实施方式 5)

[0211] 在实施方式 1 中,说明了发送天线数为两个的情况,在本实施方式,说明发送天线数为三个时的导频载波的结构。

[0212] 图 27 表示由本实施方式的发送装置形成的发送信号的帧结构的一例,对与图 4 对应的部分附加相同的标号。图 27 的 (a) 表示信道 A 的帧结构,图 27 的 (b) 表示信道 B 的帧结构,图 27 的 (c) 表示信道 C 的帧结构。根据图 27 可知:导频码元(导频载波)305 除了发送基准码元 302 和控制用码元 304 的时间,被配置在载波 3、载波 5、载波 8 和载波 10 上。

[0213] 图 28 表示信道 A、信道 B 和信道 C 的导频码元 305 的信号点配置和其特征。此时的特征为,与实施方式 1 同样地,相同载波的信道 A、信道 B 和信道 C 的信号点配置为正交(互相关为零)。

[0214] 比如,信道 A 的载波 3 的时间 11 到时间 14 的信号点配置(图 28(a)),信道 B 的载波 3 的时间 11 到时间 14 的信号点配置(图 28(b)),和信道 C 的载波 3 的时间 11 到时间 14 的信号点配置(图 28(c)) 正交。进行信号点配置,以使这样的正交性在时间 15 以后也成立。此时,为了信号的正交,适合使用 Walsh-Hadamard 变换和正交代码等。另外,虽然在图 28 中表示了 BPSK 的情况,但是只要是正交即可,也可以是 QPSK 调制,还可以不遵循调制方式的规则。

[0215] 另外,在本实施方式的情况下,为了简化发送装置和接收装置,在以下载波使用相同的信号点配置(相同序列):信道 A 的载波 3(图 28 的 (a)) 和信道 C 的载波 5(图 28 的 (f))、信道 B 的载波 3(图 28 的 (b)) 和信道 B 的载波 8(图的 28(h))、信道 C 的载波 3(图 28 的 (c)) 和信道 A 的载波 10(图 28 的 (j))、信道 A 的载波 5(图 28 的 (d)) 和信道 C 的载波 8(图 28 的 (i))、信道 B 的载波 5(图 28 的 (e)) 和信道 B 的载波 10(图 28 的 (k))、以及信道 A 的载波 8(图 28 的 (g)) 和信道 C 的载波 10(图 28 的 (l))。利用图 30、图 31、图 32 和图 33 详细说明其理由。其中,相同序列是指完全相同的信号点配置。这里,如图 28 所示,将各个序列命名为序列 #1、序列 #2、序列 #3、序列 #4、序列 #5 和序列 #6。

[0216] 另外,在信道 A(或者信道 C)的载波 3、5、8 和 10 中,使导频码元 305 的信号点配置不同(不同的序列),这是因为如果使它们相同(使用相同序列),则有可能导致发送峰值功率的增大。但是,在本实施方式中,信道 B 为不满足该条件的例子。

[0217] 这里,利用图 29、图 30、图 31、图 32 和图 33 说明发送装置和接收装置的简化、以及正交性的必要性。

[0218] 在图 29,表示本实施方式的 MIMO-OFDM 发送装置的结构例子。在图 29 中,对进行与图 14 同样的动作的部分附加与图 14 相同的标号。在 MIMO-OFDM 发送装置 2800 中,映射单元 2802 将发送数据 2801 和帧结构信号 113 作为输入,输出信道 A 的基带信号 103A、信

道 B 的基带信号 103B 和信道 C 的基带信号 103C。因为其后进行与实施方式 1 或者与实施方式 2 的说明同样的动作,所以省略其说明。

[0219] 图 30 表示图 29 的映射单元 2802 的详细结构的一例。数据调制单元 2902 将发送数据 2801 和帧结构信号 113 作为输入,根据帧结构信号 113,输出数据码元 303 的调制信号 2903,并将其输出。

[0220] 前置码映射单元 2904 将帧结构信号 113 作为输入,根据帧结构信号 113,生成前置码的调制信号 2905,并将其输出。

[0221] 序列 #1 存储单元 2906 输出图 28 的序列 #1 的信号 2907。序列 #2 存储单元 2908 输出图 28 的序列 #2 的信号 2909。序列 #3 存储单元 2910 输出图 28 的序列 #3 的信号 2911。序列 #4 存储单元 2912 输出图 28 的序列 #4 的信号 2913。序列 #5 存储单元 2914 输出图 28 的序列 #5 的信号 2915。序列 #6 存储单元 2916 输出图 28 的序列 #6 的信号 2917。

[0222] 导频码元映射单元 2918 将序列 #1 的信号 2907、序列 #2 的信号 2909、序列 #3 的信号 2911、序列 #4 的信号 2913、序列 #5 的信号 2915、序列 #6 的信号 2917 和帧结构信号 113 作为输入,生成基于帧结构信号 113 的导频码元 305 的调制信号 2919,并将其输出。

[0223] 信号生成单元 2920 将数据码元 303 的调制信号 2903、前置码的调制信号 2905 和导频码元 305 的调制信号 2919 作为输入,输出信道 A 的调制信号 103A、信道 B 的调制信号 103B 和信道 C 的调制信号 103C。

[0224] 在图 30 的结构中,只需要六个序列存储单元。这是因为,在本发明中,如图 28 所示,在两处以上的副载波使用某一序列(图 28 中在两处的副载波使用)。由此,能够削减发送装置的电路规模。另一方面,与图 28 不同,在使用了互不相同的序列的情况下,需要十二个序列存储单元,从而电路规模会变大。

[0225] 另外,图 29 的映射单元 2802 也可以如图 31 所示地构成。在图 31 中,对进行与图 30 同样的动作的部分附加与图 30 相同的标号。代码 #1 存储单元 3001 存储有“1, 1, -1, -1”,而代码 #2 存储单元 3003 存储有“1, -1, 1, -1”。导频码元映射单元 2918 将从代码 #1 存储单元 3001 和代码 #2 存储单元 3003 输出的、图案 #1 的信号 3002 和图案 #2 的信号 3004,以及帧结构信号 113 作为输入,输出导频码元 305 的调制信号 2920。

[0226] 此时,根据图 28 可知,信号的基本的图案只存在两种。导频码元映射单元 2918 使用移位寄存器对代码进行移位,由此根据基本的两种图案,生成六种序列 #1 ~ #6。因此,如图 31 所示,能够只用两个存储单元构成。

[0227] 以上,根据图 29、图 30 和图 31 可知,通过如图 28 所示地构成导频载波,能够简化发送装置的结构。

[0228] 接下来说明发送装置。图 15 是接收装置的结构的一例。以后,利用图 32 和图 33 详细说明图 15 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构。

[0229] 图 32 是根据本实施方式的、图 15 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构的一例。图 32 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 包括:导频副载波提取单元 3101、序列存储单元 3108_1 ~ 3108_6、序列选择单元 3110、载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3、载波 5 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#5、载波 8 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#8、以及载波 10 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#10。

[0230] 导频副载波提取单元 3101 将傅立叶变换后的信号 206X(或者 206Y、206Z)作为输

入,提取导频码元 305 的副载波。具体而言,提取载波 3、5、8 和 10 的信号。因此,导频副载波提取单元 3101 输出载波 3 的基带信号 3102_#3、载波 5 的基带信号 3102_#5、载波 8 的基带信号 3102_#8 和载波 10 的基带信号 3102_#10。

[0231] 序列 #1 存储单元 3108_1 存储有图 28 的序列 #1,并根据定时信号 212,输出序列 #1 的信号 3109_1。序列 #2 存储单元 3108_2 存储有图 28 的序列 #2,并根据定时信号 212,输出序列 #2 的信号 3109_2。序列 #3 存储单元 3108_3 存储有图 28 的序列 #3,并根据定时信号 212,输出序列 #3 的信号 3109_3。序列 #4 存储单元 3108_4 存储有图 28 的序列 #4,并根据定时信号 212,输出序列 #4 的信号 3109_4。序列 #5 存储单元 3108_5 存储有图 28 的序列 #5,并根据定时信号 212,输出序列 #5 的信号 3109_5。序列 #6 存储单元 3108_6 存储有图 28 的序列 #6,并根据定时信号 212,输出序列 #6 的信号 3109_6。

[0232] 序列选择单元 3110 将序列 #1 的信号 3109_1、序列 #2 的信号 3109_2、序列 #3 的信号 3109_3、序列 #4 的信号 3109_4、序列 #5 的信号 3109_5、序列 #6 的信号 3109_6、以及定时信号 212 作为输入,并且将序列 #5 分配给信号 3111,将序列 #1 分配给信号 3112,将序列 #4 分配给信号 3113,将序列 #3 分配给信号 3114,将序列 #6 分配给信号 3115,将序列 #5 分配给信号 3116,将序列 #2 分配给信号 3117,将序列 #1 分配给信号 3118,将序列 #3 分配给信号 3119,将序列 #4 分配给信号 3120,将序列 #6 分配给信号 3121,以及将序列 #2 分配给信号 3122,并进行输出。

[0233] 载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 包括:代码乘法单元 3103A、3103B 和 3103C,以及相位变动估计单元 3105A、3105B 和 3105C,对载波 3 的各个信道的频率偏移和相位噪声进行估计。

[0234] 代码乘法单元 3103A 将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #5 的信号 3111 作为输入,将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #5 的信号 3111 相乘,从而生成载波 3 的信道 A 的基带信号 3104A_#3,并将其输出。其理由如下。

[0235] 载波 3 的基带信号 3102_#3 为信道 A 的基带信号、信道 B 的基带信号和信道 C 的基带信号被复用的信号。若对该复用信号,乘以序列 #5 的信号 3111,则互相关为零的信道 B 和信道 C 的基带信号的分量被去除,因此能够只提取信道 A 的基带信号的分量。

[0236] 相位变动估计单元 3105A 将载波 3 的信道 A 的基带信号 3104A_#3 作为输入,基于该信号估计相位变动,并输出信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#3。

[0237] 同样地,代码乘法单元 3103B 将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #1 的信号 3112 作为输入,将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #1 的信号 3112 相乘,从而生成载波 3 的信道 B 的基带信号 3104B_#3,并将其输出。而且,代码乘法单元 3103C 将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #4 的信号 3113 作为输入,将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #4 的信号 3113 相乘,从而生成载波 3 的信道 C 的基带信号 3104C_#3,并将其输出。

[0238] 相位变动估计单元 3105B 和 3105C 分别将载波 3 的信道 B 的基带信号 3104B_#3 和载波 3 的信道 C 的基带信号 3104C_#3 作为输入,基于这些信号,估计相位变动,并分别输出信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#3 和信道 C 的相位变动估计信号 3106C_#3。

[0239] 对于载波 5 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#5 来讲,只是作为处理对象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 5 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#5、信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#5

和信道 C 的相位变动估计信号 3106C_#5。对于载波 8 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#8 来讲,也只是作为处理对象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 8 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#8、信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#8 和信道 C 的相位变动估计信号 3106C_#8。而且,对于载波 10 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#10 来讲,也只是作为处理对象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 10 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#10、信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#10 和信道 C 的相位变动估计信号 3106C_#10。

[0240] 如上所述,通过使相同载波的信道 A、信道 B 和信道 C 的信号正交,即使导频码元 305 在信道 A、信道 B 和信道 C 被复用,也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。作为另一个重要的优点,因为不需信道估计值(传输路径变动估计值),所以能够简化对频率偏移和相位噪声进行补偿的部分的结构。如果在信道 A、信道 B 和信道 C 的导频码元 305 的信号点配置不正交的情况下,则成为以下的结构:进行 MIMO 分离的信号处理,比如,ZF、MMSE 和 MLD,其后估计频率偏移和相位噪声。对此,根据本实施方式,如图 15 所示,能够在将信号分离(信号处理单元 223)的前级对频率偏移和相位噪声进行补偿。而且,在信号处理单元 223,即使在分离为信道 A 的信号、信道 B 的信号和信道 C 的信号后,也能够利用导频码元 305 去除频率偏移和相位噪声,因此能够进行更高精度的频率偏移和相位噪声的补偿。

[0241] 但是,在相同载波的信道 A、信道 B 和信道 C 的信号点配置不正交的情况下,因为图 15 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的频率偏移和相位噪声的估计精度降低(互相成为他方的干扰分量),难以附加图 15 频率偏移和相位噪声补偿单元 215,从而无法进行高精度的频率偏移和相位噪声补偿。

[0242] 另外,作为与图 32 的结构不同的结构,可考虑图 33 的结构。图 33 与图 32 的不同之处在于:将序列存储单元 3108_1 ~ 3108_6 替换为代码存储单元 3201_1 和 3201_2。代码 #1 存储单元 3201_1 存储有“1, 1, -1, -1”;代码 #2 存储单元 3201_2 存储有“1, -1, 1, -1”。代码选择单元 3203 对从代码存储单元 3201_1 和 3201_2 输入的基本的两种代码,使用移位寄存器进行移位,由此生成六种序列 #1 ~ #6。由此,能够将存储单元只用两个构成,从而与图 32 的结构相比能够简化相当于该部分的结构。另外,能够这样是因为,将相同序列的导频码元 305 分配给多个信道和 / 或多个载波。

[0243] 如上所述,通过在多个信道和 / 或多个载波使用相同序列的导频码元 305,因为在多个信道和 / 或多个载波间,能够实现图 32 的序列存储单元 3108_1 ~ 3108_6 的共用,或者图 33 的序列存储单元 3201_1 和 3201_2 的共用,带来接收装置的简化。

[0244] 另外,在上面,如图 27,说明了将用来估计由于频率偏移或者相位噪声等造成的失真的导频码元(导频载波)305,配置在特定的副载波的情形,在后面,论述与图 27 不同的导频码元 305 的帧结构。

[0245] 图 34、图 35 和图 36 表示与图 27 不同的发送信号的帧结构的例子。

[0246] 在图 34 将导频码元 305 配置在特定的载波的特定的时间。

[0247] 另外,图 34 的 (a) 表示信道 A 的帧结构,图 34 的 (b) 表示信道 B 的帧结构,图 34 的 (c) 表示信道 C 的帧结构。在图 34 的例子中,在信道 A、信道 B 和信道 C,被复用导频码

元 305 的地方,使用具有在相同载波的信道间正交的关系的导频码元序列,并且重复使用相同序列的导频码元序列。另外,在信道 A,在不同的副载波中,使用不同的序列的导频码元 305。也就是说,在图 34 的例子中,在时间 6 到时间 9,进行与图 28 的时间 11 到时间 14 的导频同样的映射,接下来,在图 34 的时间 12 到时间 15,也以与图 28 的时间 11 到时间 14 同样的规则进行映射。由此,如果以与上述同等的条件使用图 34 的帧结构,则能够得到与上述同样的效果。

[0248] 在图 35 中,在特定的时间,将导频码元 305 配置在连续的多个副载波上。此时,比如,信道 A 的时间 6,载波 2 到载波 5 的导频码元序列、信道 B 的时间 6,载波 2 到载波 5 的导频码元序列、以及信道 C 的时间 6,载波 2 到载波 5 的导频码元序列正交。同样地,信道 A 的时间 6,载波 8 到载波 11 的导频信号(导频码元)305、信道 B 的时间 6,载波 8 到载波 11 的导频信号、以及信道 C 的时间 6,载波 8 到载波 11 的导频导频信号 305 正交。

[0249] 而且,信道 A 的时间 12,载波 2 到载波 5 的导频信号、信道 B 的时间 12,载波 2 到载波 5 的导频信号、以及信道 C 的时间 12,载波 2 到载波 5 的导频信号正交。同样地,信道 A 的时间 12,载波 8 到载波 11 的导频信号、信道 B 的时间 12,载波 8 到载波 11 的导频信号、以及信道 C 的时间 12,载波 8 到载波 11 的导频信号正交。

[0250] 而且,比如,如果在信道 A 的时间 6 的载波 2 到载波 5 的导频信号,以及信道 C 的时间 6 的载波 8 到载波 11 使用相同序列,其它也同样地,如上述所示使用相同序列,则能够削减电路规模,从而能够得到与图 27 的情形的同样的效果。但是,虽然这里以连续的多个副载波为例进行了说明,但是并不仅限于此,即使不丧失正交性地将导频码元 305 离散地分配给副载波,也能够得到同样的效果。而且,如图 36,即使在时间轴和频率轴的双方进行分配,也能够得到同样的效果。不管怎样,只要是不丧失正交性地在频率轴或者时间轴方向分配导频码元 305,就能够得到与上述同样的效果。

[0251] 虽然在本实施方式中,以四码元单位正交的导频码元 305 为例进行了说明,但是并不只限于四码元单位。但是,在考虑了由于时间方向和/或频率方向上的衰落的变动所造成的、对正交性的影响的情况下,可认为如果以 2~8 码元左右形成正交图案,则能够确保频率偏移和相位噪声的估计精度。如果正交图案的周期过长,则无法确保正交性的可能性增大,频率偏移和相位噪声的估计精度会恶化。

[0252] 本实施方式的导频码元 305 的构成方法的重要方面如下述。

[0253] ●相同载波的信道 A、信道 B 和信道 C 的导频信号正交

[0254] ●在配置了导频信号的不同的载波中,存在使用了不同的序列的信道

[0255] ●存在使用了相同序列的两个以上的信道(比如,某个序列既被天线 A 也被天线 B 使用,也就是说,某个序列被不同的多个天线共用)

[0256] 由此,在使用三个发送天线进行 MIMO-OFDM 发送的情况下,能够实现不使频率偏移和相位噪声的估计精度恶化而抑制发送峰值功率的增大并且简便结构的发送装置。另外,虽然选定导频信号来形成导频载波以满足上述三个条件的全部为最佳的条件,但是,比如,在只想得到上述效果中的一部分的效果的情况下,比如也可以选定导频信号来形成导频载波而只满足上述三个条件中的两个条件。

[0257] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。另

外,在本实施方式中,虽然以发送和接收分别具有三个天线时为例进行了说明,但是并不仅限于此。而且,在后面详细说明其它的天线数时、以及其它的发送方法时的实施方式。另外,虽然这里命名为导频码元、基准码元、保护码元和前置码并进行了说明,但是使用其它的称呼方法也对本实施方式没有任何的影响。这在其它的实施方式也是同样的。而且,虽然在实施方式中,使用了信道 A、信道 B 和信道 C 那样的词语来说明,但是这些都是为了易于说明,即使使用其它的称呼方法也对实施方式不产生任何影响。

[0258] (实施方式 6)

[0259] 在实施方式 1 中,在说明导频码元的结构时,使用了图案那样的词语来说明,而在本实施方式中,如实施方式 5,使用序列那样的词语进行实施方式 1 的说明。也就是说,对本实施方式而言,在基本思想和基本结构上,都与实施方式 1 同样。

[0260] 图 2 中,表示本实施方式的 MIMO-OFDM 发送装置 100 的结构。但是,图 2 作为一例,表示发送天线数 $m = 2$ 的情况。

[0261] 帧结构信号生成单元 112 将调制方式等的控制信息 111 作为输入,生成包含帧结构的信息的帧结构信号 113,并将其输出。

[0262] 映射单元 102A 将信道 A 的发送数字信号 101A 和帧结构信号 113 作为输入,生成基于帧结构的基带信号 103A,并将其输出。

[0263] 串并变换单元 104A 将基带信号 103A 和帧结构信号 113 作为输入,基于帧结构信号 113,进行串并变换,并输出并行信号 105A。

[0264] 傅立叶逆变换单元 106A 将并行信号 105A 作为输入,进行傅立叶逆变换,输出傅立叶逆变换后的信号 107A。

[0265] 无线单元 108A 将傅立叶逆变换后的信号 107A 作为输入,进行变频等的处理,输出发送信号 109A。发送信号 109A 作为电波,通过天线 110A 被输出。

[0266] MIMO-OFDM 发送装置 100 对信道 B 也进行与信道 A 同样的处理,由此生成信道 B 的发送信号 109B。而且,在参照标号的最后附加了“B”而表示的要素为有关信道 B 的部分,只是作为对象的信号不为信道 A 而为信道 B,基本上进行与在上述参照标号的最后附加了“A”而表示的、有关信道 A 的部分同样的处理。

[0267] 图 3A 表示本实施方式的接收装置的结构的一例。其中,作为一例,图 3A 表示接收天线数 $n = 2$ 的情况。

[0268] 在接收装置 200 中,无线单元 203X 将通过接收天线 201X 接收到的接收信号 202X 作为输入,进行变频等的处理,并输出基带信号 204X。

[0269] 傅立叶变换单元 205X 将基带信号 204X 作为输入,进行傅立叶变换,并输出傅立叶变换后的信号 206X。

[0270] 在接收天线 201Y 端也进行同样的动作,同步单元 211 将基带信号 204X 和 204Y 作为输入,比如通过检测基准码元,确立与发送设备的时间同步,并输出定时信号 212。利用图 4 等在后面详细地说明基准码元的结构等。

[0271] 频率偏移和相位噪声估计单元 213 将傅立叶变换后的信号 206X 和 206Y 作为输入,提取导频码元,根据导频码元估计频率偏移和相位噪声,并输出相位失真估计信号 214(包含了频率偏移的相位失真)。利用图 4 等在后面详细地说明导频码元的结构等。

[0272] 信道 A 的传输路径变动估计单元 207A 将傅立叶变换后的信号 206X 作为输入,提

取信道 A 的基准码元,比如根据基准码元估计信道 A 的传输路径变动,并输出信道 A 的传输路径估计信号 208A。

[0273] 信道 B 的传输路径变动估计单元 207B 将傅立叶变换后的信号 206X 作为输入,提取信道 B 的基准码元,比如根据基准码元,估计信道 B 的传输路径变动,并输出信道 B 的传输路径估计信号 208B。

[0274] 对于信道 A 的传输路径变动估计单元 209A 和信道 B 的传输路径变动估计单元 209B 而言,只是作为对象的信号不是通过天线 201X 接收到的信号而是通过天线 201Y 接收到的信号,基本上进行与上述信道 A 的传输路径变动估计单元 207A 和信道 B 的传输路径变动估计单元 207B 同样的处理。

[0275] 频率偏移和相位噪声补偿单元 215 将信道 A 的传输路径估计信号 208A 和 210A、信道 B 的传输路径估计信号 208B 和 210B、傅立叶变换后的信号 206X 和 206Y、以及相位失真估计信号 214 作为输入,去除各个信号的相位失真,并输出相位补偿后的信道 A 的传输路径估计信号 220A 和 222A、相位补偿后的信道 B 的传输路径估计信号 220B 和 222B、以及相位补偿后的傅立叶变换后的信号 221X 和 221Y。

[0276] 信号处理单元 223 比如进行逆矩阵运算,输出信道 A 的基带信号 224A 和信道 B 的基带信号 224B。具体而言,如图 3B 所示,若比如在某个副载波中,设来自天线 AN1 的发送信号为 $T_{xa}(t)$ 、来自天线 AN2 的发送信号为 $T_{xb}(t)$ 、天线 AN3 的接收信号为 $R_1(t)$ 、天线 AN4 的接收信号为 $R_2(t)$,并将传输路径变动分别设为 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$,则式 (1) 的关系式成立。

[0277] 其中, t 为时间, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为噪声。信号处理单元 223 利用式 (1),比如通过进行逆矩阵的运算而得到信道 A 的信号和信道 B 的信号。信号处理单元 223 对全部的副载波实行该运算。另外, $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$ 的估计,由传输路径变动估计单元 207A、209A、207B 和 209B 进行。

[0278] 频率偏移估计和补偿单元 225A 将信道 A 的基带信号 224A 作为输入,提取导频码元,基于导频码元,估计并补偿基带信号 224A 的频率偏移,并输出频率偏移补偿后的基带信号 226A。

[0279] 信道 A 解调单元 227A 将频率偏移补偿后的基带信号 226A 作为输入,对数据码元进行解调,并输出接收数据 228A。

[0280] MIMO-OFDM 接收装置 200 对信道 B 的基带信号 224B 也进行同样的处理,从而获取接收数据 228B。

[0281] 图 4 表示本实施方式的时间-频率的信道 A(图 4 的 (a)) 和信道 B(图 4 的 (b)) 的帧结构。图 4 的 (a) 和图 4 的 (b) 中的、相同时间且相同载波的信号在空间被复用。

[0282] 在时间 1 到时间 8,用于估计相当于式 (1) 的 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 和 $h_{22}(t)$ 的传输路径变动的码元被发送,这些码元比如被称为前置码。该前置码由保护码元 301 和基准码元 302 构成。设保护码元 301 在同相 I-正交 Q 平面上为 (0,0)。基准码元 302 比如为在同相 I-正交 Q 平面上 (0,0) 以外的已知的坐标的码元。另外,在信道 A 和信道 B,为互相不发生干扰的结构。也就是说,比如,像载波 1、时间 1 那样,在保护码元 301 被配置在信道 A 的情况下,在信道 B 配置基准码元 302;像载波 2、时间 1 那样,在基准码元 302 被配置在信道 A 的情况下,在信道 B 配置保护码元 301,像这样在信道 A 和信道 B 配置不同的码

元。通过这样进行配置,比如,在着眼于时间 1 的信道 A 的情况下,能够根据载波 2 和载波 4 的基准码元 302 估计载波 3 的传输路径变动。因为载波 2 和载波 4 为基准码元 302,所以能够估计传输路径变动。因此,在时间 1 中,能够高精度地估计信道 A 的全部的载波的传输路径变动。同样地,也能够高精度地估计信道 B 的全部的载波的传输路径变动。对于时间 2 到时间 8,也同样能够估计信道 A 和信道 B 的全部的载波的传输路径变动。因此,关于图 4 的帧结构,因为在时间 1 到时间 8 的全部的时间中,能够估计全部的载波的传输路径变动,所以可以说其为能够实现精度非常好的传输路径变动的估计的前置码的结构。

[0283] 在图 4 中,信息码元(数据码元)303 为进行数据传输的码元。这里,假设调制方式为 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM。利用图 5 详细说明此时的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置等。

[0284] 控制用码元 304 为用于传输调制方式、纠错编码方式和编码率等的控制信息的码元。

[0285] 导频码元 305 为用于估计由于频率偏移和相位噪声造成的相位变动的码元。作为导频码元 305,比如,利用在同相 I- 正交 Q 平面上已知的坐标的码元。导频码元 305 在信道 A 和信道 B 都被配置在载波 4 和载波 9。由此,特别是在无线 LAN 中,在通过 IEEE802.11a、IEEE802.11g 和空间复用的 MIMO 系统构筑相同频率、相同频带的系统的情况下,能够共用帧结构,因此能够实现接收装置的简化。

[0286] 图 5 表示图 4 的信息码元 303 的调制方式即 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 的同相 I- 正交 Q 平面上的信号点配置、以及它们的归一化系数。

[0287] 图 5A 表示同相 I- 正交 Q 平面上的 BPSK 的信号点配置,其坐标如图 5A 所示。图 5B 表示同相 I- 正交 Q 平面上的 QPSK 的信号点配置,其坐标如图 5B 所示。图 5C 表示同相 I- 正交 Q 平面上的 16QAM 的信号点配置,其坐标如图 5C 所示。图 5D 表示同相 I- 正交 Q 平面上的 64QAM 的信号点配置,其坐标如图 5D 所示。图 5E 表示用来校正图 5A 到图 5D 的信号点配置以便在调制方式间将平均发送功率保持为一定的、调制方式与乘法系数(也就是归一化系数)的关系。比如,在以图 5B 的 QPSK 的调制方式进行发送的情况下,从图 5E 可知,需要将图 5B 的坐标乘以 $1/\sqrt{2}$ 的值。其中, $\sqrt{x}$ 为 x 的平方根(square root of x)。

[0288] 图 6 表示本实施方式的图 4 的导频码元 305 的同相 I- 正交 Q 平面上的配置。图 6 的 (a) 表示图 4 的 (a) 所示的信道 A 的载波 4 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (b) 表示图 4 的 (b) 所示的信道 B 的载波 4 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (c) 表示图 4 的 (a) 所示的信道 A 的载波 9 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。图 6 的 (d) 表示图 4 的 (b) 所示的信道 B 的载波 9 的、时间 11 到时间 18 的导频码元 305 的信号点配置的一例。这里,这些配置使用了 BPSK 调制,但是不限于此。

[0289] 图 6 中的导频码元 305 的信号点配置的特征为:相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置为正交(互相关为零)。

[0290] 比如,信道 A 的载波 4 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置与信道 B 的载波 4 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置为正交。而且,时间 15 到时间 18 也是同样的。并且,信道 A 的载波 9 的、时间 11 到时间 14 的信号点配置与信道 B 的载波 9 的、时间 11 到时间 14 的

信号点配置也为正交。而且,时间 15 到时间 18 也是同样的。此时,为了信号的正交,适合使用 Walsh-Hadamard 变换和正交代码等。另外,虽然在图 6 中表示了 BPSK 的情况,但是只要是正交即可,也可以是 QPSK 调制,还可以不遵循调制方式的规则。而且,在本实施方式的情况下,为了简化接收设备,假设在信道 A 的载波 4 与信道 B 的载波 9、以及信道 A 的载波 9 与信道 B 的载波 4,为相同的信号点配置(相同图案)。但是,相同图案并不是采用完全相同的信号点配置。比如,在同相 I-正交 Q 平面上,仅在相位关系不同的情况下,也可视其为相同图案。

[0291] 这里,如在实施方式 5 定义的那样,假设“相同序列是指完全相同的信号点配置”,则为了简化接收设备,在信道 A 的载波 4 与信道 B 的载波 9,以及信道 A 的载波 9 与信道 B 的载波 4 设为相同的信号点配置,也就是设为相同序列即可。

[0292] 另外,在信道 A(或者信道 B)的载波 4 和 9 中,使导频码元 305 的信号点配置不同,这是因为如果设为相同,则有可能导致发送峰值功率的增大。

[0293] 这里,首先利用图 3A 和图 37 详细说明正交的优点。

[0294] 图 37 是图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构的一例。导频载波提取单元 602 将傅立叶变换后的信号 206X(或者 206Y)作为输入,提取导频码元 305 的副载波。具体而言,提取载波 4 和载波 9 的信号。因此,导频载波提取单元 602 输出载波 4 的基带信号 603 和载波 9 的基带信号 604。

[0295] 序列 #1 存储单元 3601 比如存储有图 6 的“1,-1,1,-1”的序列 #1,并根据定时信号 212,输出序列 #1 的信号 3602。

[0296] 序列 #2 存储单元 3603 比如存储有图 6 的“1,1,-1,-1”的序列 #2,并根据定时信号 212,输出序列 #2 的信号 3604。

[0297] 选择单元 609 将定时信号 212、序列 #1 的信号 3602 和序列 #2 的信号 3604 作为输入,作为选择信号 610 输出序列 #2 的信号,并作为选择信号 611 输出序列 #1 的信号。

[0298] 代码乘法单元 612A 将载波 4 的基带信号 603 和选择信号 611 作为输入,将载波 4 的基带信号 603 与选择信号 611 相乘,从而生成载波 4 的信道 A 的基带信号 613A,并将其输出。其理由如下。

[0299] 载波 4 的基带信号 603 为信道 A 的基带信号和信道 B 的基带信号被复用的信号。对此,乘以选择信号 611 即序列 #1 的信号,互相关为零的信道 B 的基带信号的分量被去除,因此能够只提取信道 A 的基带信号的分量。

[0300] 同样地,代码乘法单元 614A 将载波 9 的基带信号 604 和选择信号 610 作为输入,将载波 9 的基带信号 604 与选择信号 610 相乘,从而生成载波 9 的信道 A 的基带信号 615A,并将其输出。

[0301] 代码乘法单元 612B 将载波 4 的基带信号 603 和选择信号 610 作为输入,将载波 4 的基带信号 603 与选择信号 610 相乘,从而生成载波 4 的信道 B 的基带信号 613B,并将其输出。

[0302] 代码乘法单元 614B 将载波 9 的基带信号 604 和选择信号 611 作为输入,将载波 9 的基带信号 604 与选择信号 611 相乘,从而生成载波 9 的信道 B 的基带信号 615B,并将其输出。

[0303] 如上所述,通过使相同载波的信道 A 与信道 B 的信号点配置正交,即使导频码元

305 在信道 A 和信道 B 被复用,也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。作为另一个重要的优点,因为不需信道估计值(传输路径变动估计值),所以能够简化对频率偏移和相位噪声进行补偿的部分的结构。如果在信道 A 和信道 B 的导频码元 305 的信号点配置互相不正交的情况下,则成为以下的结构:进行 MIMO 分离的信号处理(比如,ZF、MMSE 和 MLD),其后估计频率偏移和相位噪声。对此,根据本实施方式的结构,如图 3A 所示,能够在将信号分离(信号处理单元 223)的前级对频率偏移和相位噪声进行补偿。而且,在信号处理单元 223,即使在分离为信道 A 的信号和信道 B 的信号后,也能够利用导频码元 305 去除频率偏移和相位噪声,因此能够进行更高精度的频率偏移和相位噪声的补偿。

[0304] 但是,在相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置不正交的情况下,因为图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的频率偏移和相位噪声的估计精度降低(互相成为对方的干扰分量),难以附加图 3A 的频率偏移和相位噪声补偿单元 215,从而无法进行高精度的频率偏移和相位噪声补偿。

[0305] 而且,根据本实施方式,通过将信道 A 的载波 4 与信道 B 的载波 9,以及信道 A 的载波 9 与信道 B 的载波 4,设定为相同的信号点配置(相同序列),能够实现图 37 的序列存储单元 3601 和 3603 的共有化,带来接收装置的简化。

[0306] 但是,虽然在本实施方式中,必须使相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置正交,但是并不一定需要设定它们为相同序列。

[0307] 虽然在本实施方式中,如时间 11 到时间 14 那样,以四码元单位正交的导频码元 305 为例进行了说明,但是并不只限于四码元单位。但是,在考虑了由于时间方向上的衰落的变动所造成的、对正交性的影响的情况下,可认为如果以 2~8 码元左右形成正交图案,则能够确保频率偏移和相位噪声的估计精度。如果正交图案的周期过长,则无法确保正交性的可能性增大,频率偏移和相位噪声的估计精度会恶化。

[0308] 图 38 表示本实施方式的图 2 的发送装置的映射单元 102A(102B) 的结构的一例。数据调制单元 1103 将发送数字信号 101A(101B) 和帧结构信号 1102 作为输入,基于帧结构信号 1102 中所包含的、调制方式的信息和定时,对发送数字信号 101A(101B) 进行调制,并输出数据码元 303 的调制信号 1104。

[0309] 前置码映射单元 1105 将帧结构信号 1102 作为输入,基于帧结构,输出前置码的调制信号 1106。

[0310] 序列 #1 存储单元 3701 输出序列 #1 的信号 3702。同样地,序列 #2 存储单元 #3703 输出序列 #2 的信号 3704。

[0311] 导频码元映射单元 1111 将序列 #1 的信号 3702、序列 #2 的信号 3704 和帧结构信号 1102 作为输入,生成导频码元 305 的调制信号 1112,并将其输出。

[0312] 信号生成单元 1113 将数据码元 303 的调制信号 1104,前置码的调制信号 1106 和导频码元 305 的调制信号 1112 作为输入,生成符合帧结构的基带信号 103A(103B),并将其输出。

[0313] 虽然在上述说明中,说明了如果采用如图 4 和图 6 所示的导频码元 305 的结构,则能够简化接收装置,但是同样地如果采用如图 4 和图 6 所示的导频码元结构,因为即使在发送装置中,也如图 38 所示,可实现序列存储单元 3701 和 3703 的共用,所以能够实现发送装置的简化。

[0314] 以上,说明了本实施方式的前置码和导频信号的生成方法、以及生成它们的发送装置,并且说明了接收本实施方式的调制信号的接收装置的详细的结构和动作。根据本实施方式,因为能够提高频率偏移、传输路径变动和同步的估计精度,所以能够提高信号的检测概率,并且能够实现发送装置和接收装置的简化。

[0315] 与实施方式 1 同样地,本实施方式的导频码元 305 的构成方法的重要方面如下述。

[0316] ●相同载波的信道 A 和信道 B 的导频信号正交

[0317] ●在相同信道内,在配置了导频信号的不同的载波使用不同的序列

[0318] ●在各个信道(信道 A 和信道 B)使用相同序列

[0319] 由此,在使用两个发送天线进行 MIMO-OFDM 发送的情况下,能够实现不使频率偏移和相位噪声的估计精度恶化而抑制发送峰值功率的增大并且简便结构的发送装置。另外,虽然选定导频信号来形成导频载波以满足上述三个条件的全部为最佳的条件,但是,比如,在只想得到上述效果中的一部分的效果的情况下,比如也可以选定导频信号来形成导频载波而只满足上述三个条件中的两个条件。

[0320] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。另外,在本实施方式中,虽然以发送和接收分别具有两个天线时为例进行了说明,但是并不仅限于此,即使接收天线数为 3 以上,也不对本实施方式产生影响,而同样能够实施。另外,帧结构也不仅限于本实施方式,特别是对于用于估计频率偏移、以及相位噪声等的失真的导频码元 305,只要是采用配置在特定的副载波,并通过多个天线被发送的结构即可,发送导频码元 305 的副载波的数目并不仅限于本实施方式的两个。而且,在后面详细说明其它的天线数时、以及其它的发送方法时的实施方式。而且,虽然这里命名为导频码元 305、基准码元 302、保护码元 301 和前置码并进行了说明,但是使用其它的称呼方法也对本实施方式没有任何的影响。这在其它的实施方式也是同样的。而且,虽然在实施方式中,使用了信道 A 和信道 B 那样的词语来说明,但是这些都是为了易于说明,即使使用其它的称呼方法也对实施方式不产生任何影响。

[0321] 而且,虽然对帧结构,以图 4 的帧结构为例进行了说明,但是并不只限于此。特别是,虽然以将导频码元 305 配置在特定的副载波的情形为例进行了说明,但是并不只限此,即使如在实施方式 5 说明过的图 34、图 35 和图 36 所示地配置,也同样能够实施。但是,关键在于采用确保导频信号的正交性的配置。

[0322] (实施方式 7)

[0323] 在实施方式 1 和实施方式 6 中,说明了在发送信号数为 2 和天线数为 2 的情况下,将导频码元 305 配置在两个副载波的方法,而在本实施方式中,详细说明将导频码元 305 配置在四个副载波中并进行发送的方法。

[0324] 图 39 表示本实施方式的发送信号的帧结构的一例,对与图 4 对应的部分附加相同的标号。图 39 的 (a) 表示信道 A 的帧结构,图 39 的 (b) 表示信道 B 的帧结构。根据图 39 可知,导频码元(导频载波)305 除了发送基准码元 302 和控制用码元的时间,被配置在载波 3、载波 5、载波 8 和载波 10 上。

[0325] 图 40 表示信道 A 和信道 B 的导频码元 305 的信号点配置和其特征。此时的特征为,与实施方式 1 同样地,相同载波的信道 A 与信道 B 的信号点配置为正交(互相关为零)。

[0326] 比如,信道 A 的载波 3 的时间 11 到时间 14 的信号点配置(图 40 的(a)),与信道 B 的载波 3 的时间 11 到时间 14 的信号点配置(图 40 的(b))正交。进行信号点配置,以使这样的正交性在时间 15 以后也成立。此时,为了信号的正交,适合使用 Walsh-Hadamard 变换和正交代码等。另外,虽然在图 40 中表示了 BPSK 的情况,但是只要是正交即可,也可以是 QPSK 调制,还可以不遵循调制方式的规则。

[0327] 另外,为了简化发送装置和接收装置,在以下载波使用相同的信号点配置(相同序列):信道 A 的载波 3(图 40 的(a))和信道 B 的载波 10(图 40 的(h))、信道 B 的载波 3(图 40 的(b))和信道 A 的载波 5(图 40 的(c))、信道 B 的载波 5(图 40 的(d))和信道 A 的载波 8(图 40 的(e))、以及信道 B 的载波 8(图 40 的(f))和信道 A 的载波 10(图 40 的(g))。其中,相同序列是指完全相同的信号点配置。这里,如图 40 所示,将各个序列命名为序列 #1、序列 #2、序列 #3 和序列 #4。

[0328] 另外,在信道 A 和信道 B 的载波 3、5、8 和 10 中,使导频码元 305 的信号点配置不同(不同的序列),这是因为如果使它们相同(使用相同序列),则有可能导致发送峰值功率的增大。

[0329] 这里,利用图 41、图 42 和图 43 说明发送装置和接收装置的简化、以及正交性的必要性。

[0330] 在图 41,表示本实施方式的 MIMO-OFDM 发送装置的结构例子。在图 41 中,对进行与图 2 和图 29 同样的动作的部分附加相同的标号。图 41 的 MIMO-OFDM 发送装置 400 与图 29 的不同之处在于不存在信道 C 用的发送单元,其它部分进行与图 29 同样的动作。

[0331] 图 42 表示图 41 的映射单元 2802 的详细结构的一例。

[0332] 数据调制单元 2902 将发送数据 2801 和帧结构信号 113 作为输入,根据帧结构信号 113,生成数据码元 303 的调制信号 2903,并将其输出。

[0333] 前置码映射单元 2904 将帧结构信号 113 作为输入,根据帧结构信号 113,生成前置码的调制信号 2905,并将其输出。

[0334] 序列 #1 存储单元 2906 输出图 40 的序列 #1 的信号 2907。序列 #2 存储单元 2908 输出图 40 的序列 #2 的信号 2909。序列 #3 存储单元 2910 输出图 40 的序列 #3 的信号 2911。序列 #4 存储单元 2912 输出图 40 的序列 #4 的信号 2913。

[0335] 导频码元映射单元 2918 将序列 #1 的信号 2907、序列 #2 的信号 2909、序列 #3 的信号 2911、序列 #4 的信号 2913 和帧结构信号 113 作为输入,生成基于帧结构信号 113 的导频码元 305 的调制信号 2919,并将其输出。

[0336] 信号生成单元 2920 将数据码元 303 的调制信号 2903、前置码的调制信号 2905 和导频码元 305 的调制信号 2919 作为输入,输出信道 A 的调制信号 103A 和信道 B 的调制信号 103B。

[0337] 在图 42 的结构中,只需要四个序列存储单元。这是因为,在本发明中,如图 42 所示,在两处以上的副载波使用某一序列(图 42 中在两处的副载波使用)。由此,能够削减发送装置的电路规模。另一方面,与图 42 不同,在使用了互不相同的序列的情况下,需要八个序列存储单元,从而电路规模会变大。

[0338] 接下来说明接收装置。图 3 是接收装置的结构的一例。以后,利用图 43 详细说明图 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构。

[0339] 图 43 是根据本实施方式的、图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的结构的一例。图 43 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 包括：导频副载波提取单元 3101、序列存储单元 3108_1 ~ 3108_4、序列选择单元 3110、载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3、载波 5 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#5、载波 8 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#8、以及载波 10 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#10。

[0340] 导频副载波提取单元 3101 将傅立叶变换后的信号 206X(或者 206Y) 作为输入,提取导频码元 305 的副载波。具体而言,提取载波 3、5、8 和 10 的信号。因此,导频副载波提取单元 3101 输出载波 3 的基带信号 3102_#3、载波 5 的基带信号 3102_#5、载波 8 的基带信号 3102_#8 和载波 10 的基带信号 3102_#10。

[0341] 序列 #1 存储单元 3108_1 存储有图 40 的序列 #1,并根据定时信号 212,输出序列 #1 的信号 3109_1。序列 #2 存储单元 3108_2 存储有图 40 的序列 #2,并根据定时信号 212,输出序列 #2 的信号 3109_2。序列 #3 存储单元 3108_3 存储有图 40 的序列 #3,并根据定时信号 212,输出序列 #3 的信号 3109_3。序列 #4 存储单元 3108_4 存储有图 40 的序列 #4,并根据定时信号 212,输出序列 #4 的信号 3109_4。

[0342] 序列选择单元 3110 将序列 #1 的信号 3109_1、序列 #2 的信号 3109_2、序列 #3 的信号 3109_3、序列 #4 的信号 3109_4 和定时信号 212 作为输入,将序列 #1 分配给信号 3111,将序列 #2 分配给信号 3112,将序列 #2 分配给信号 3114,将序列 #3 分配给信号 3115,将序列 #3 分配给信号 3117,将序列 #4 分配给信号 3118,将序列 #4 分配给信号 3120,以及将序列 #1 分配给信号 3121,并进行输出。

[0343] 载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 包括:代码乘法单元 3103A 和 3103B,以及相位变动估计单元 3105A 和 3105B,对载波 3 的各个信道的频率偏移和相位噪声进行估计。

[0344] 代码乘法单元 3103A 将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #1 的信号 3111 作为输入,将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #1 的信号 3111 相乘,从而生成载波 3 的信道 A 的基带信号 3104A_#3,并将其输出。其理由如下。

[0345] 载波 3 的基带信号 3102_#3 为信道 A 的基带信号和信道 B 的基带信号被复用的信号。若对该复用信号,乘以序列 #1 的信号 3111,则互相关为零的信道 B 的基带信号的分量被去除,因此能够只提取信道 A 的基带信号的分量。

[0346] 相位变动估计单元 3105A 将载波 3 的信道 A 的基带信号 3104A_#3 作为输入,基于该信号,估计相位变动,并输出信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#3。

[0347] 同样地,代码乘法单元 3103B 将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #2 的信号 3112 作为输入,将载波 3 的基带信号 3102_#3 和序列 #2 的信号 3112 相乘,从而生成载波 3 的信道 B 的基带信号 3104B_#3,并将其输出。

[0348] 相位变动估计单元 3105B 将载波 3 的信道 B 的基带信号 3104B_#3 作为输入,基于该信号,估计相位变动,输出信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#3。

[0349] 对于载波 5 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#5 来讲,只是作为处理对象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 5 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#5 和信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#5。对于载波 8 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#8 来讲,也只是作为处理对

象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 8 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#8 和信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#8。而且,对于载波 10 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#10 来讲,也只是作为处理对象的信号不同,进行与上述的载波 3 的频率偏移和相位噪声估计单元 3123_#3 同样的动作,输出有关载波 10 的信道 A 的相位变动估计信号 3106A_#10 和信道 B 的相位变动估计信号 3106B_#10。

[0350] 如上所述,通过使相同载波的信道 A 与信道 B 的信号正交,即使导频码元 305 在信道 A 与信道 B 被复用,也能够进行高精度的频率偏移和相位噪声的估计。作为另一个重要的优点,因为不需信道估计值(传输路径变动估计值),所以能够简化对频率偏移和相位噪声进行补偿的部分的结构。如果在信道 A 和信道 B 的信号点配置不正交的情况下,则成为以下的结构:进行 MIMO 分离的信号处理,比如,ZF、MMSE 和 MLD,其后估计频率偏移和相位噪声。对此,根据本实施方式的结构,如图 3 所示,能够在将信号分离(信号处理单元 223)的前级对频率偏移和相位噪声进行补偿。而且,在信号处理单元 223,即使在分离为信道 A 的信号和信道 B 的信号后,也能够利用导频码元 305 去除频率偏移和相位噪声,因此能够进行更高精度的频率偏移和相位噪声的补偿。

[0351] 但是,在相同载波的信道 A 和信道 B 的信号点配置不正交的情况下,因为图 3A 的频率偏移和相位噪声估计单元 213 的频率偏移和相位噪声的估计精度降低(互相成为对方的干扰分量),难以附加图 3 的频率偏移和相位噪声补偿单元 215,从而无法进行高精度的频率偏移和相位噪声补偿。

[0352] 如上所述,通过在多个信道和/或多个载波使用相同序列的导频码元 305,因为在多个信道和/或多个载波间,能够实现图 43 的序列存储单元 3108_1 ~ 3108_4 的共用,带来接收装置的简化。

[0353] 虽然在本实施方式中,以四码元单位正交的导频码元 305 为例进行了说明,但是并不只限于四码元单位。但是,在考虑了由于时间方向上的衰落的变动所造成的、对正交性的影响的情况下,可认为如果以 2 ~ 8 个码元左右形成正交图案,则能够确保频率偏移和相位噪声的估计精度。如果正交图案的周期过长,则无法确保正交性的可能性增大,频率偏移和相位噪声的估计精度会恶化。

[0354] 与实施方式 1 同样地,本实施方式的导频码元 305 的构成方法的重要的方面如下述。

[0355] ●相同载波的信道 A 和信道 B 的导频信号正交

[0356] ●在相同信道内,在配置了导频信号的不同的载波使用不同的序列

[0357] ●在各个信道(信道 A 和信道 B)使用相同序列

[0358] 由此,在使用两个发送天线进行 MIMO-OFDM 发送的情况下,能够实现不使频率偏移和相位噪声的估计精度恶化而抑制发送峰值功率的增大并且简便结构的发送装置。另外,虽然选定导频信号来形成导频载波以满足上述三个条件的全部为最佳的条件,但是,比如,在只想得到上述效果中的一部分的效果的情况下,比如也可以选定导频信号来形成导频载波而只满足上述三个条件中的两个条件。

[0359] 在本实施方式中,虽然说明了利用了 OFDM 方式的例子,但是并不仅限于此,即使在利用了单载波方式、其它的多载波方式、以及频谱扩展通信方式时也同样地能够实施。另

外,在本实施方式中,虽然以发送和接收分别具有两个天线时为例进行了说明,但是并不仅限于此,即使接收天线数为 3 以上,也不对本实施方式产生影响,而同样能够实施。另外,帧结构也不仅限于本实施方式,特别是对于用于估计频率偏移、以及相位噪声等的失真的导频码元 305,只要是采用配置在特定的副载波,并通过多个天线被发送的结构即可,发送导频码元 305 的副载波的数目并不仅限于本实施方式的四个。而且,在后面详细说明其它的天线数时、以及其它的发送方法时的实施方式。另外,虽然这里命名为导频码元 305、基准码元 302、保护码元 301 和前置码并进行了说明,但是使用其它的称呼方法也对本实施方式没有任何的影响。这些在其它的实施方式也是同样的。而且,虽然在实施方式中,使用了信道 A 和信道 B 那样的词语来说明,但是这些都是为了易于说明,即使使用其它的称呼方法也对实施方式不产生任何影响。

[0360] 而且,虽然对帧结构,以图 39 的帧结构为例进行了说明,但是并不只限于此。特别是,虽然以将导频码元 305 配置在特定的副载波的情形为例进行了说明,但是并不只限此,即使如在实施方式 5 说明过的图 34、图 35 和图 36 所示地配置,也同样能够实施。但是,重要的是采用确保导频信号的正交性的配置。

[0361] (实施方式 8)

[0362] 在实施方式中,详细说明发送天线数为 4 和发送调制信号数为 4 的空间复用 MIMO 系统中的前置码的构成方法。

[0363] 在图 44 表示本实施方式的 MIMO-OFDM 发送装置的结构例子。在图 44 中,对进行与图 2 同样的动作的部分附加与图 2 相同的标号。在 MIMO-OFDM 发送装置 4300 中,映射单元 4302 将发送数字数据 4301 和帧结构信号 113 作为输入,输出信道 A 的数字信号 103A、信道 B 的数字信号 103B、信道 C 的数字信号 103C 和信道 D 的数字信号 103D。

[0364] 另外,在参照标号的最后附加了“A”而表示的要素为有关信道 A 的部分;在参照标号的最后附加了“B”而表示的要素为有关信道 B 的部分;在参照标号的最后附加了“C”而表示的要素为有关信道 C 的部分;在参照标号的最后附加了“D”而表示的要素为有关信道 D 的部分,只是作为对象的信号不同,基本上进行与在实施方式 1 说明过的在参照标号的最后附加了“A”而表示的、有关信道 A 的部分同样的处理。

[0365] 图 45 表示由本实施方式的发送装置形成的发送信号的帧结构的一例,对与图 4 对应的部分附加相同的标号。图 45 的 (a) 表示信道 A 的帧结构;图 45 的 (b) 表示信道 B 的帧结构;图 45 的 (c) 表示信道 C 的帧结构;图 45 的 (d) 表示信道 D 的帧结构。

[0366] 在图 45 中,最具有特征之处在于前置码的结构,也就是说在某一时间中,在两个信道,基准码元 302 和保护(空, null)码元 301 被交替地配置在频率轴(比如,在图 45 的时间 1 和时间 2 的、信道 A 和信道 C,以及时间 3 和时间 4 的、信道 B 和信道 D),而在剩余的两个信道(比如,在图 45 的时间 1 和时间 2 的、信道 B 和信道 D,以及时间 3 和时间 4 的、信道 A 和信道 C)不配置基准码元 302,只用保护(空, null)码元 301 构成。

[0367] 在发送四个信道的调制信号的情况下,作为最简单的结构,可考虑每隔三个码元地插入基准码元 302 的方法,还可考虑以下的无线通信系统,即频率轴上的传输路径变动的相关,由于多径的影响,随着在频率轴上的距离的变远而变低。在这样的无线通信系统中,最好不进行每隔三个码元地插入基准码元 302。另外,这样做也未必一定不好。根据无线通信系统,也有即使每隔三个码元地插入基准码元 302,也不影响接收质量的情形。

[0368] 因此,在本实施方式中,在某一时间的 OFDM 码元(存在于某一时间内的全部的副载波的码元的总称。参照图 45(d))中,交替地插入基准码元 302 和保护(空)码元 301。但是,在全部的信道的 OFDM 码元中,无法都采取交替地配置了基准码元 302 和保护(空)码元 301 的结构。这是因为,如果这样处理,则基准码元 302 会在信道间发生冲突。通过采用如图 45 所示的帧结构,即使信道数增加,也不使基准码元 302 在频率轴上过于拉开,并且能够防止在信道间的基准码元 302 的冲突于未然。

[0369] 图 46 表示发送四个调制信号时的基准码元 302 的调制方式和归一化系数的关系。

[0370] 图 47 和图 48 表示发送四个调制信号时的基准码元 302 的调制方式与归一化系数的关系为图 46 时的、OFDM 码元单位的同相 I-正交 Q 平面上的映射的一例。其中,图 47 和图 48 的例子为归一化系数为 1 的情形。此时,根据实施方式 3 的规则,如图 47 和图 48 那样,最好将基准码元 302 的功率设定为 $2 \times 2 + 0 \times 0 = 4$ 。由此,在接收设备中,因为能够减轻量化误差的影响,从而能够抑制接收质量的下降。

[0371] 另外,虽然在这里,以使数据码元 303 和前置码的平均接收功率相等的情况为例进行了说明,但是使前置码的平均接收功率大于数据码元 303 的平均接收功率时,接收质量可被确保的情况很多。上述的想法也能够适用于该情况。

[0372] 另外,虽然在本实施方式中,作为即使信道数增加,也不使基准码元 302 在频率轴上过于拉开,并且能够防止在信道间的基准码元 302 的冲突于未然的发送帧结构,以图 45 为例进行了说明,但是并不只限于此,即使使用如图 49 所示的帧结构也能够得到同样的效果。

[0373] (其它的实施方式)

[0374] 虽然在上述实施方式中,将用来估计信道变动的码元(前置码)配置在帧的开头,但是并不只限于此,如果可以分离数据码元 303,则可以配置在任何位置。比如,为了提高估计精度,可考虑插入在数据码元 303 和数据码元 303 之间的方法等。

[0375] 另外,虽然在图 4 和图 16 等中,将前置码配置在全部的载波,也就是配置在载波 1 到载波 12,但是也可以部分地进行配置,比如配置在载波 3 到载波 10。另外,虽然在上述实施方式中,称为前置码,但是该用语本身不具有任何意义。因此,该名称并不只限于此,比如还可以称为导频码元控制码元。

[0376] 另外,即使将在上述实施方式中图示的一根天线用多个天线构成,并用多个天线发送上述的一个信道的信号的情况下,本发明也同样能够适用。

[0377] 而且,在上述实施方式中,使用了信道那样的词语,它是为了区别通过各个天线发送的信号而使用的一个表达方式,即使将信道那样的词语,替换为流、调制信号,甚至发送天线等的词语,也都对上述实施方式不产生任何影响。

[0378] 本说明书是根据 2005 年 8 月 24 日申请提交的日本专利申请特愿第 2005-243494 和 2006 年 8 月 24 日申请提交的日本专利申请特愿第 2006-228337。其内容全部包括在此。

[0379] 工业实用性

[0380] 本发明的 MIMO-OFDM 发送装置和 MIMO-OFDM 发送方法能够广泛适用于比如无线 LAN 和蜂窝系统等无线通信系统。

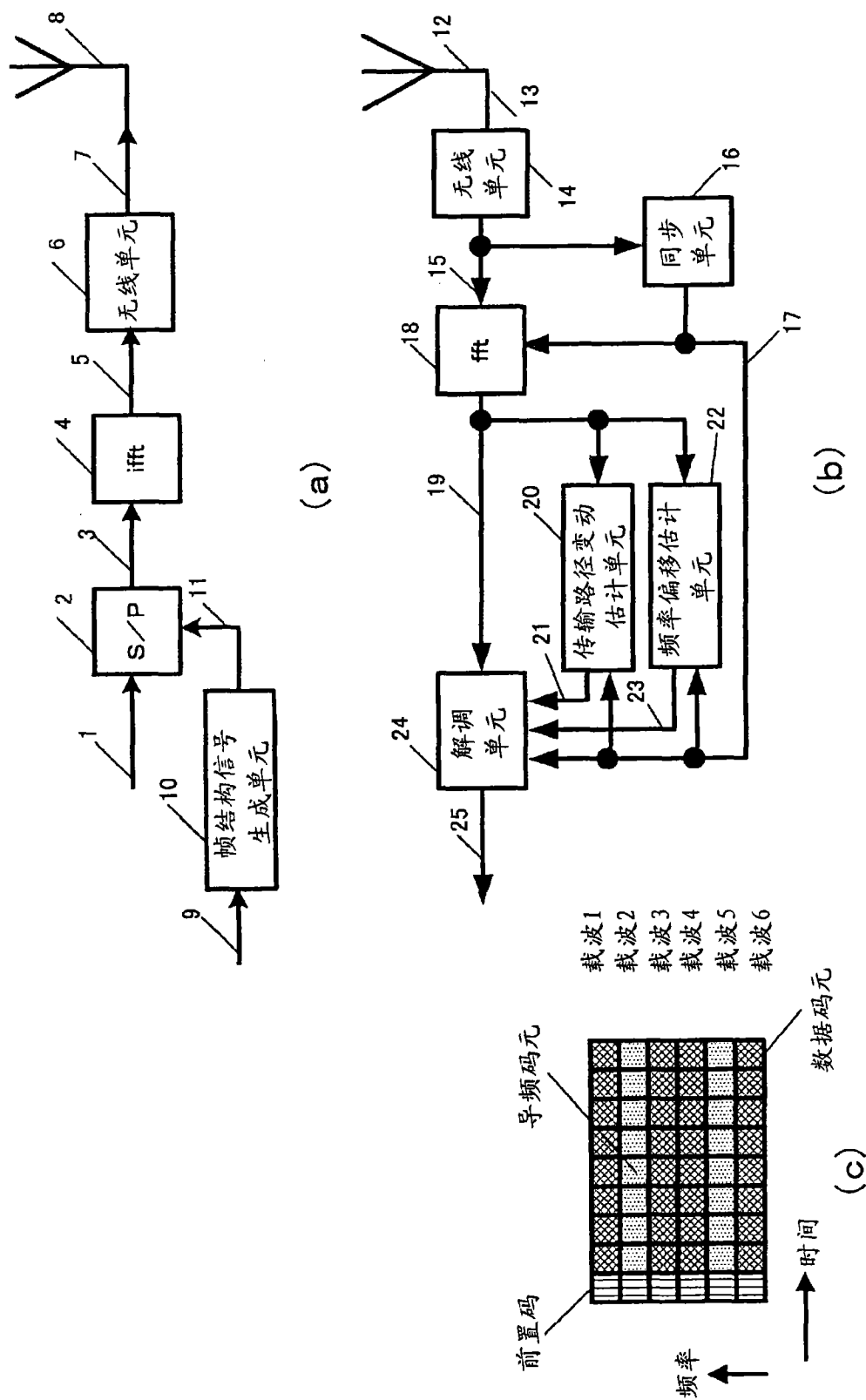


图 1

100 MIMO-OFDM发送装置

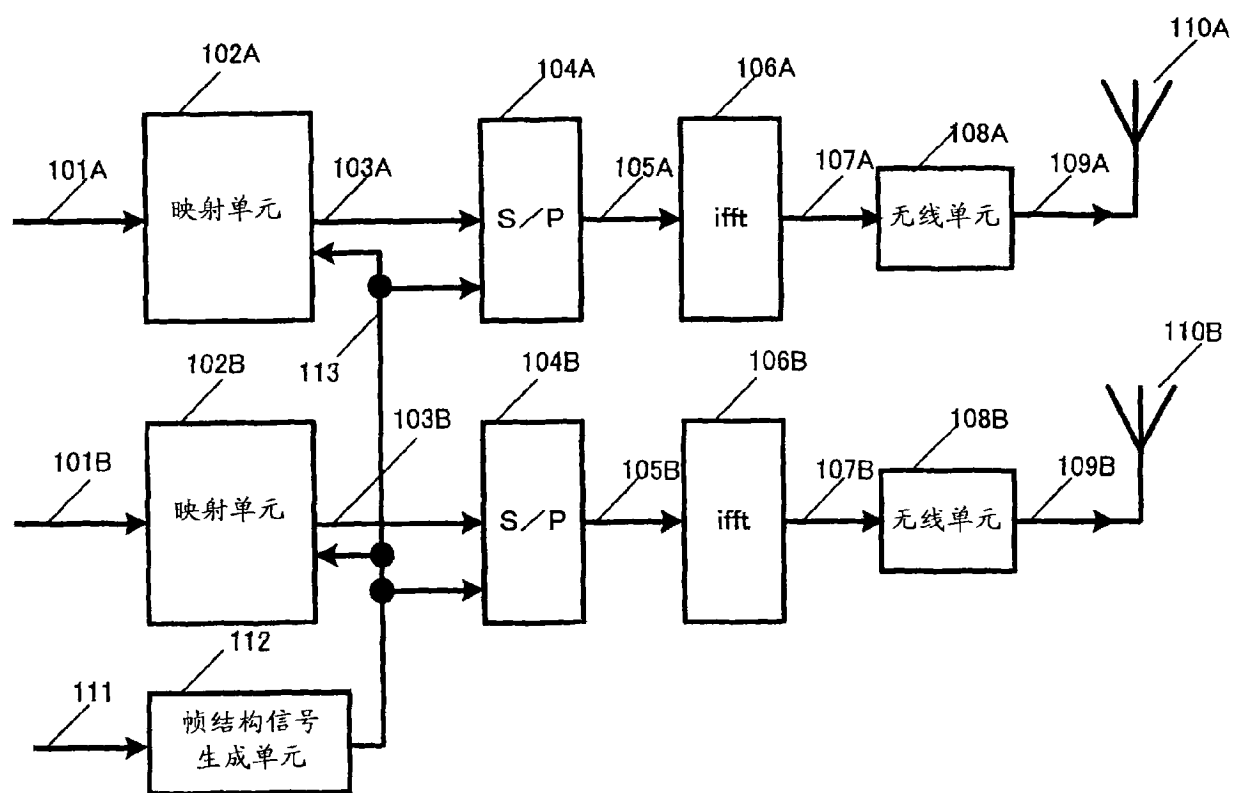


图 2

200 MIMO-OFDM接收装置

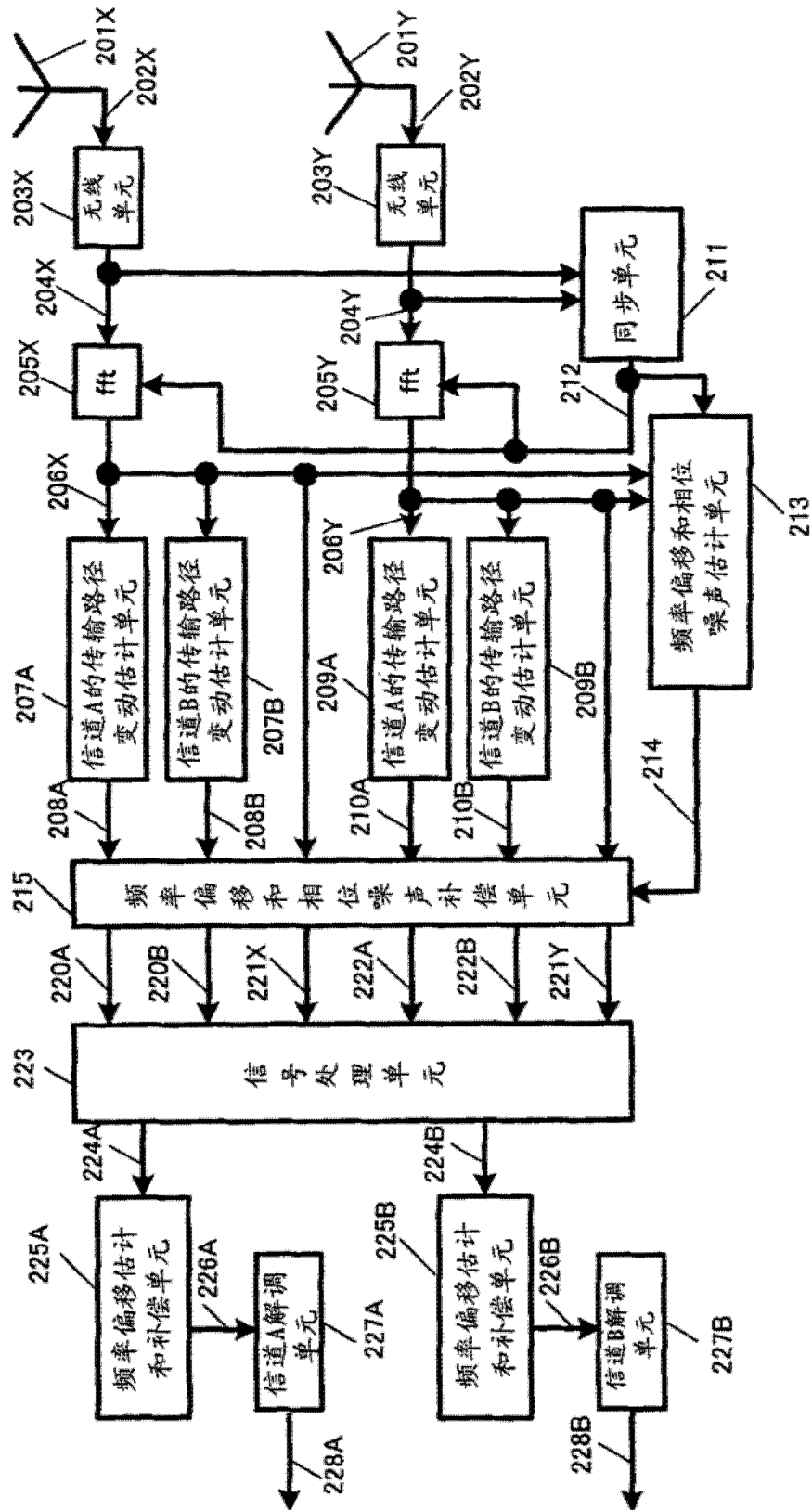


图 3A

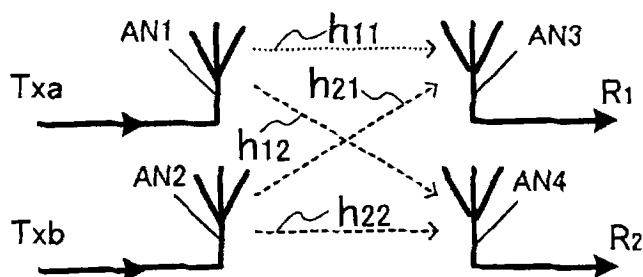


图 3B

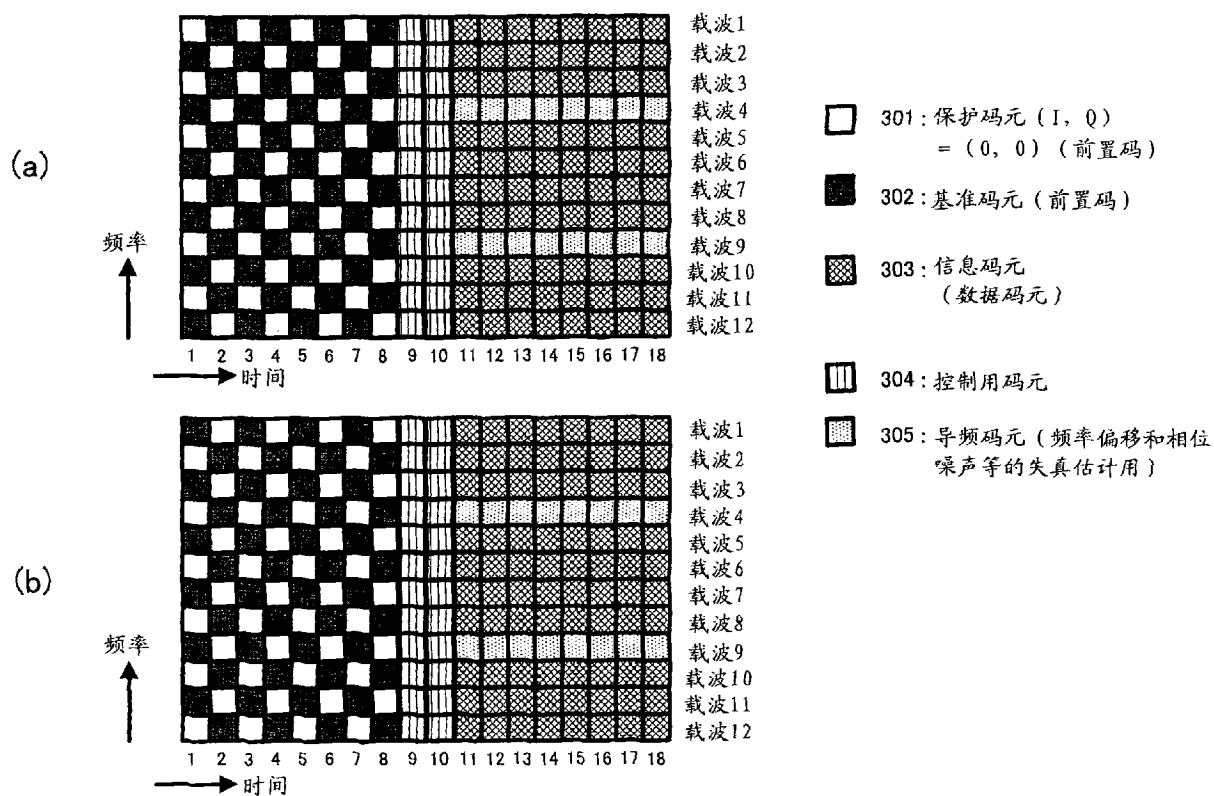


图 4

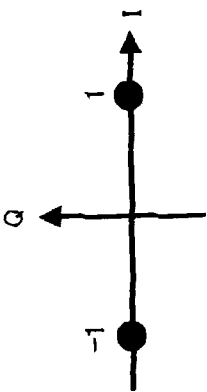


图 5A

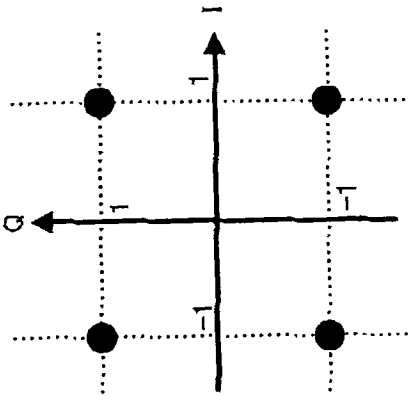


图 5B

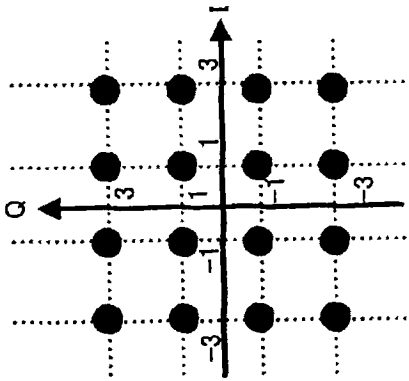


图 5C

调制方式	归一化系数
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16QAM	$1/\sqrt{10}$
64QAM	$1/\sqrt{42}$

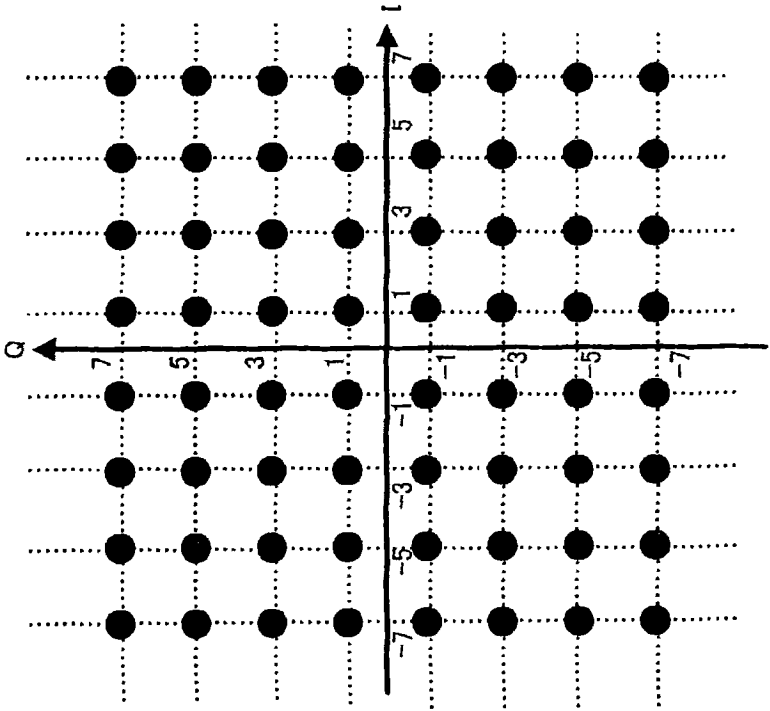


图 5D

图 5E

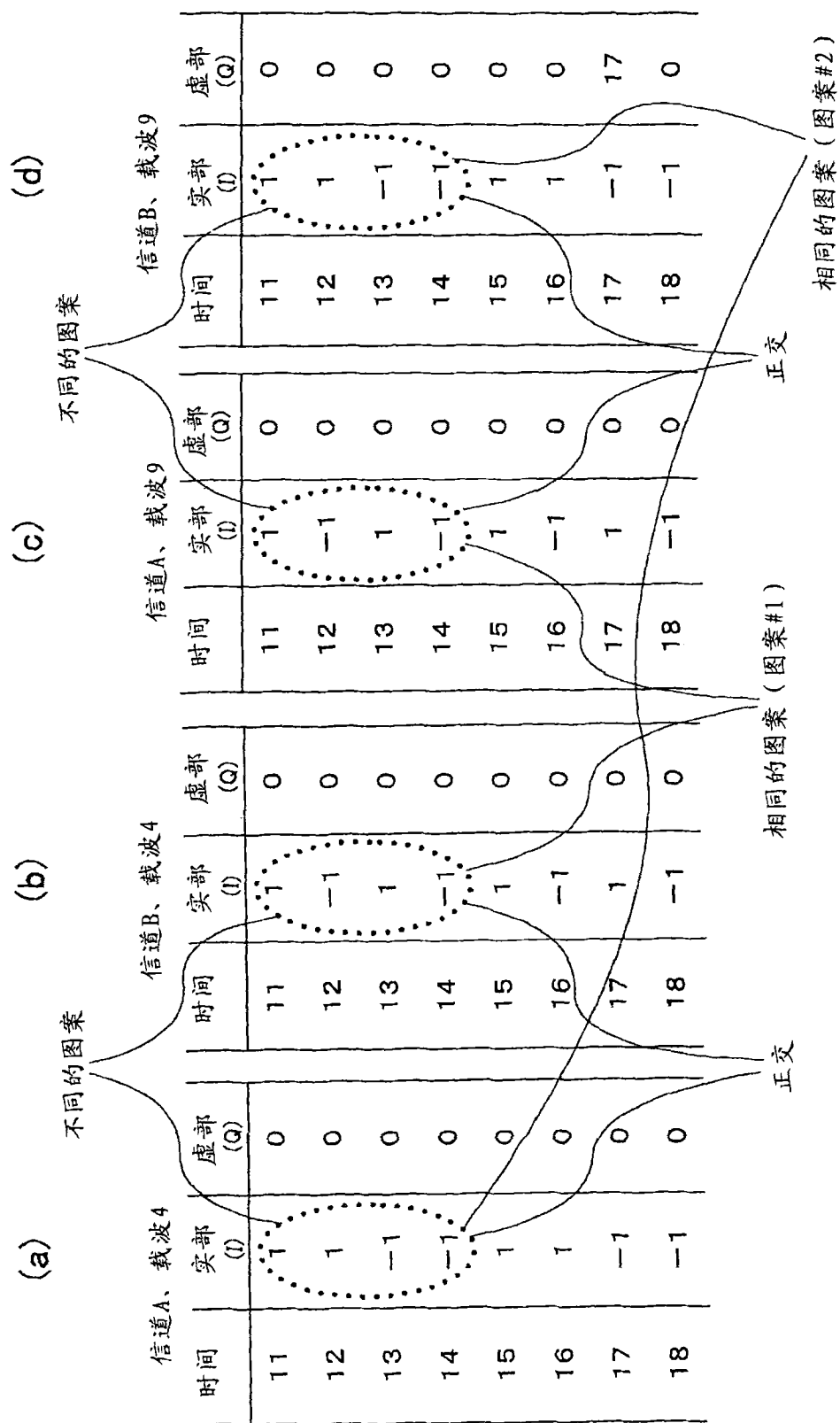


图 6

213 频率偏移和相位噪声估计单元

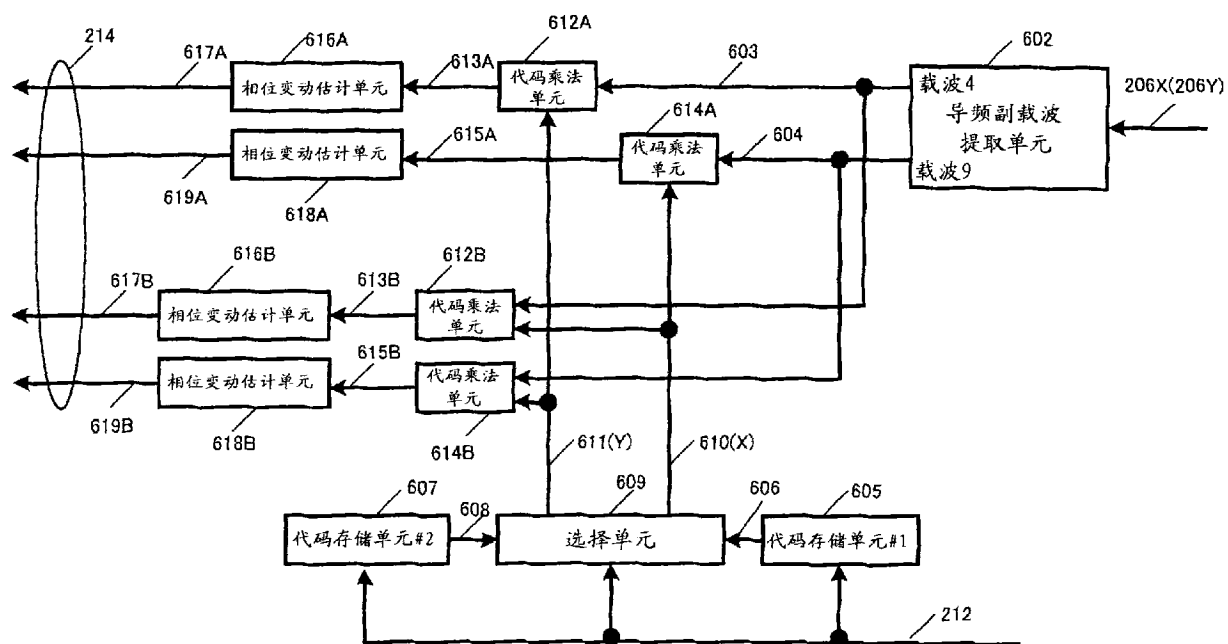


图 7

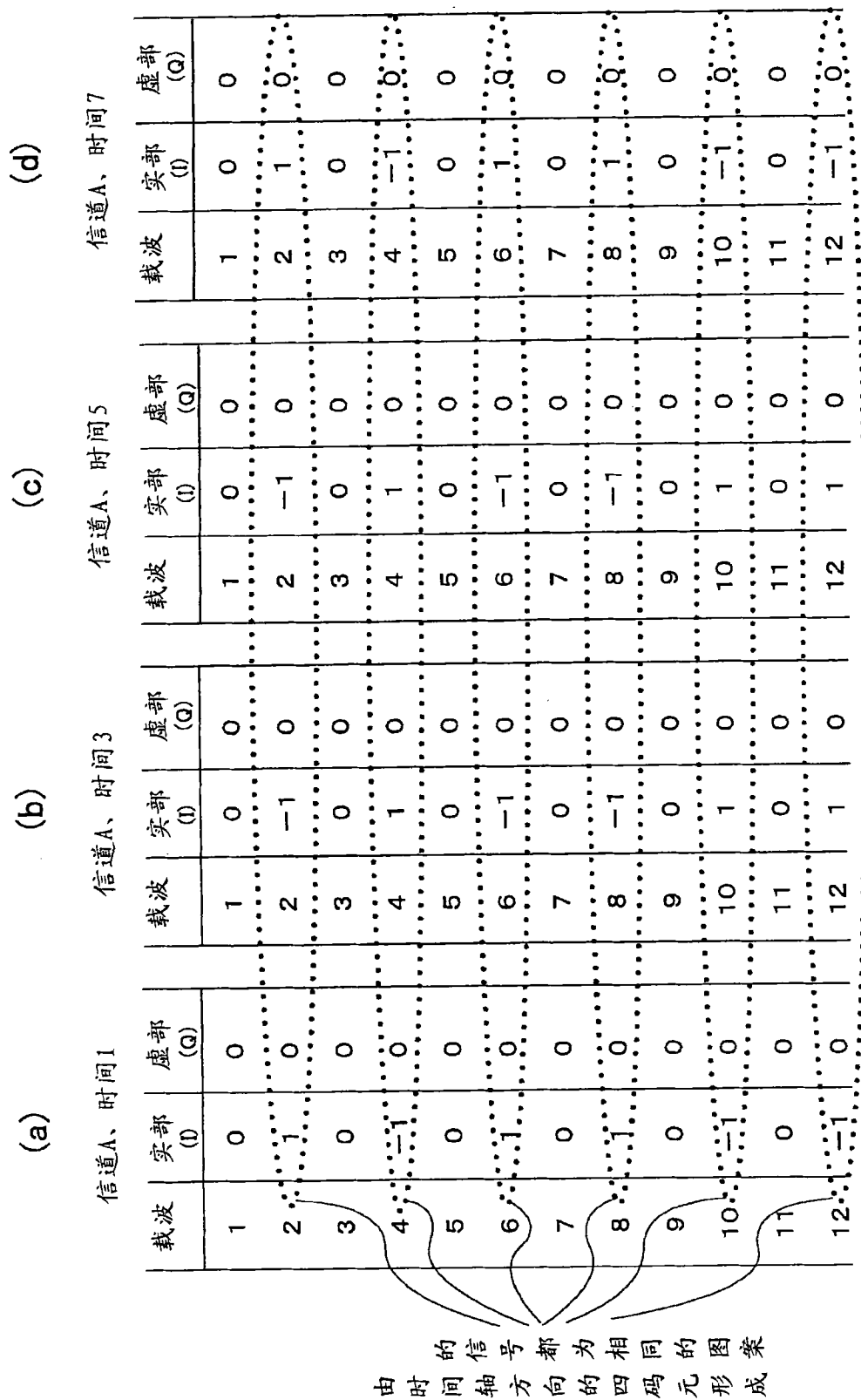


图 8

207A (207B,209A,209B)

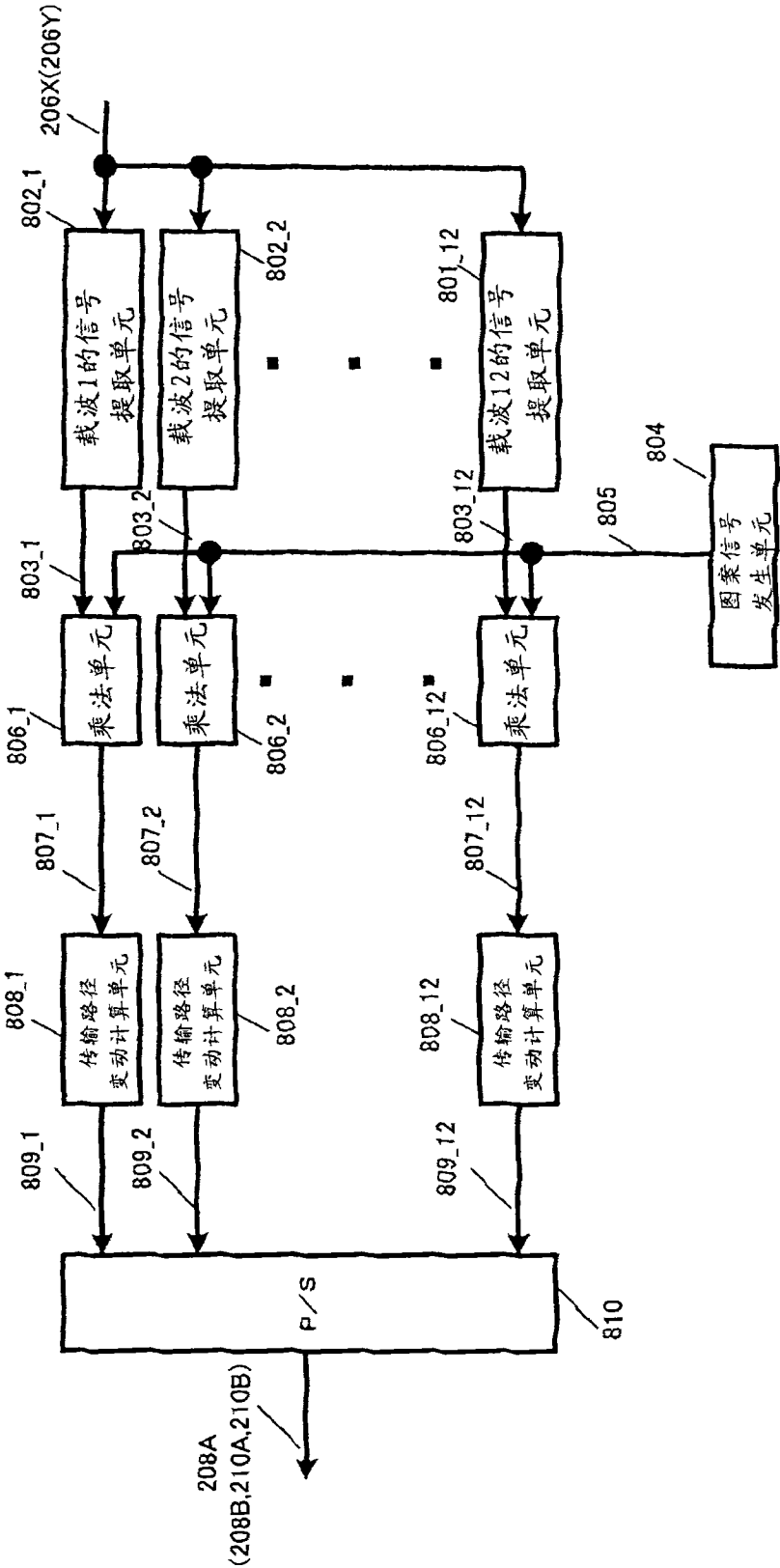


图 9

(a) (b) (c) (d)

信道A、时间1 信道A、时间3 信道A、时间5 信道A、时间7

	载波	实部 (I)	虚部 (Q)		载波	实部 (I)	虚部 (Q)		载波	实部 (I)	虚部 (Q)		载波	实部 (I)	虚部 (Q)
	1	0	0		1	0	0		1	0	0		1	0	0
	2	1.414	0		2	-1.414	0		2	-1.414	0		2	1.414	0
	3	0	0		3	0	0		3	0	0		3	0	0
	4	-1.414	0		4	1.414	0		4	1.414	0		4	-1.414	0
	5	0	0		5	0	0		5	0	0		5	0	0
	6	1.414	0		6	-1.414	0		6	-1.414	0		6	1.414	0
	7	0	0		7	0	0		7	0	0		7	0	0
	8	-1.414	0		8	-1.414	0		8	-1.414	0		8	1.414	0
	9	0	0		9	0	0		9	0	0		9	0	0
	10	1.414	0		10	1.414	0		10	1.414	0		10	-1.414	0
	11	0	0		11	0	0		11	0	0		11	0	0
	12	-1.414	0		12	1.414	0		12	1.414	0		12	-1.414	0

由时间轴方向的信号都为相同的四码元形成

图 10

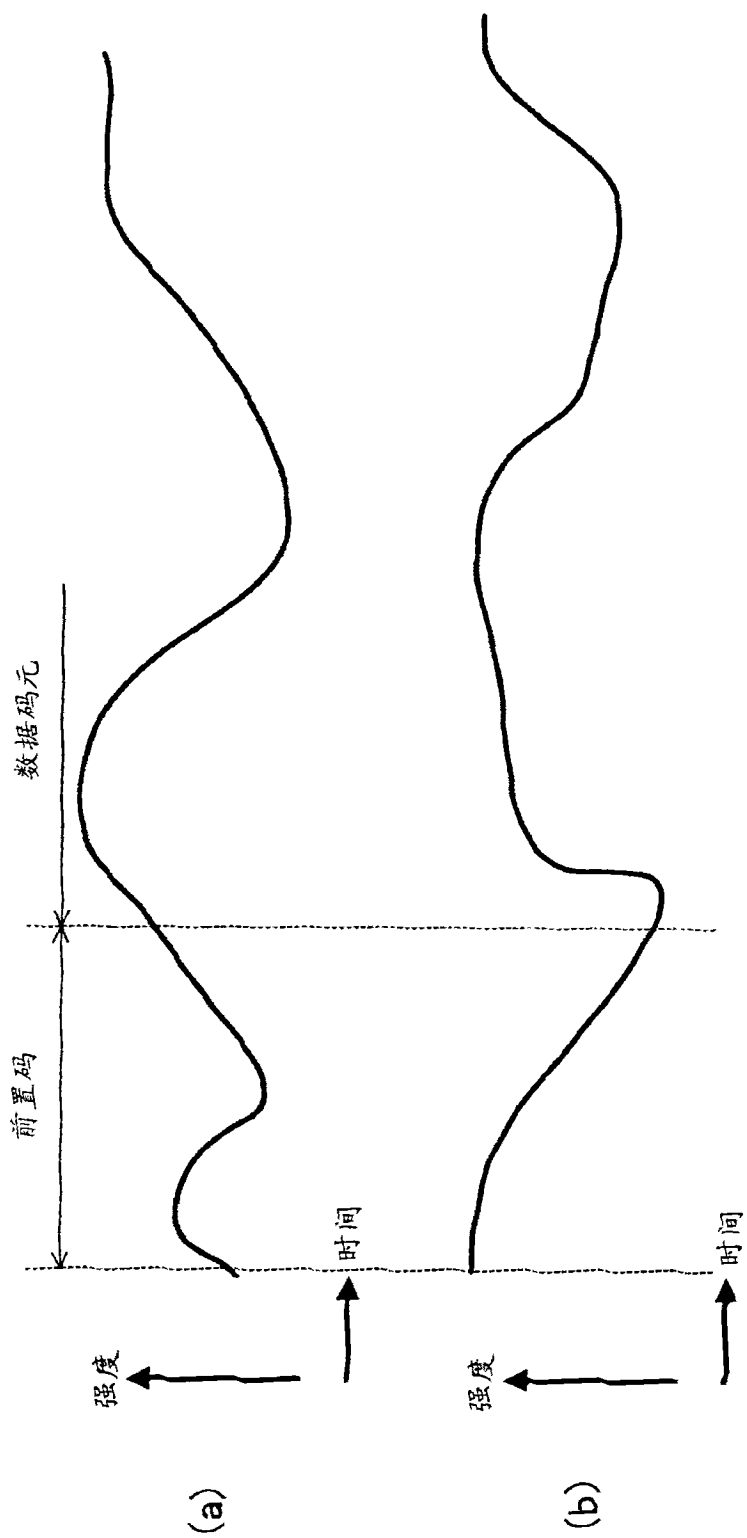


图 11

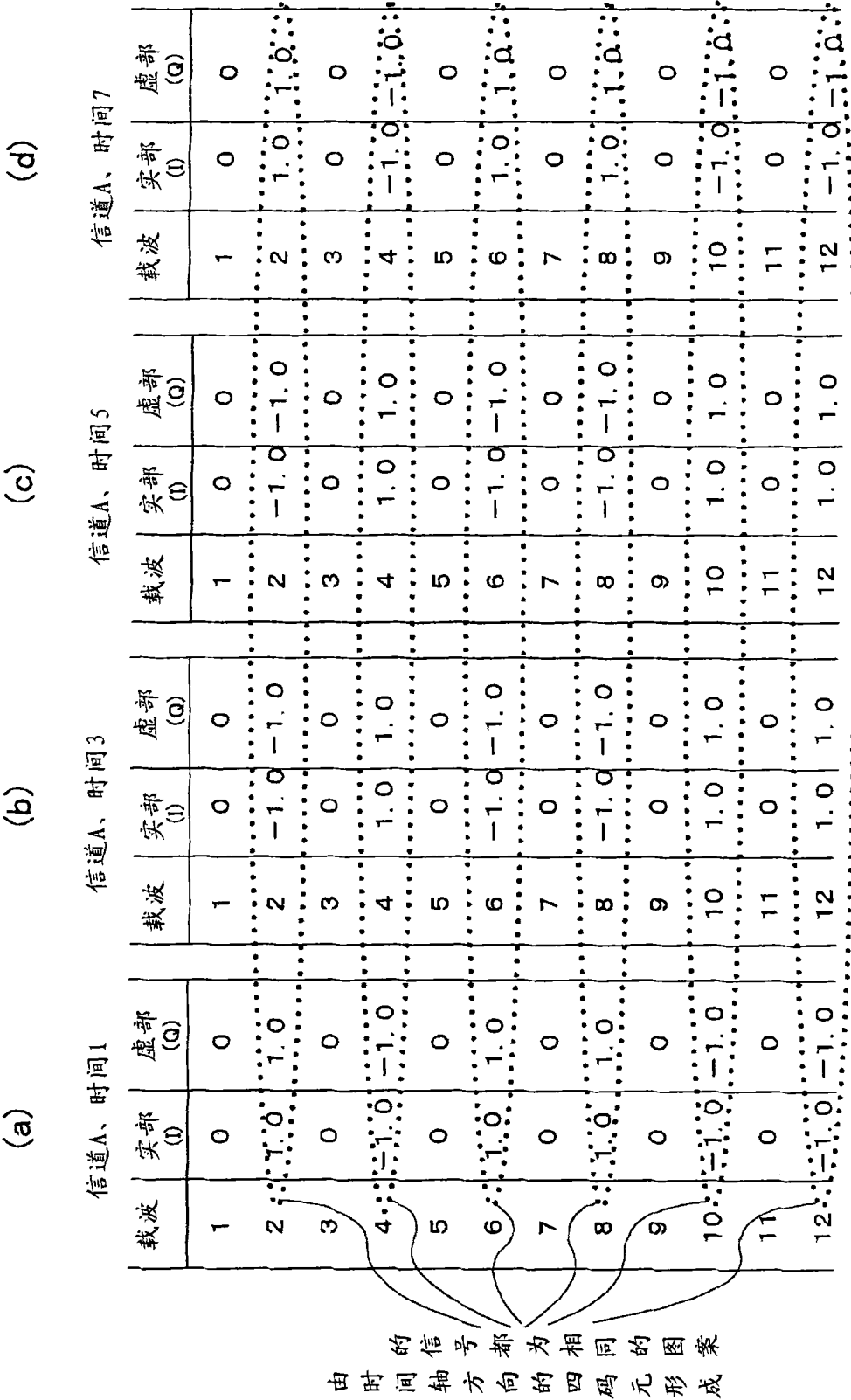


图 12

102A (102B) 映射单元

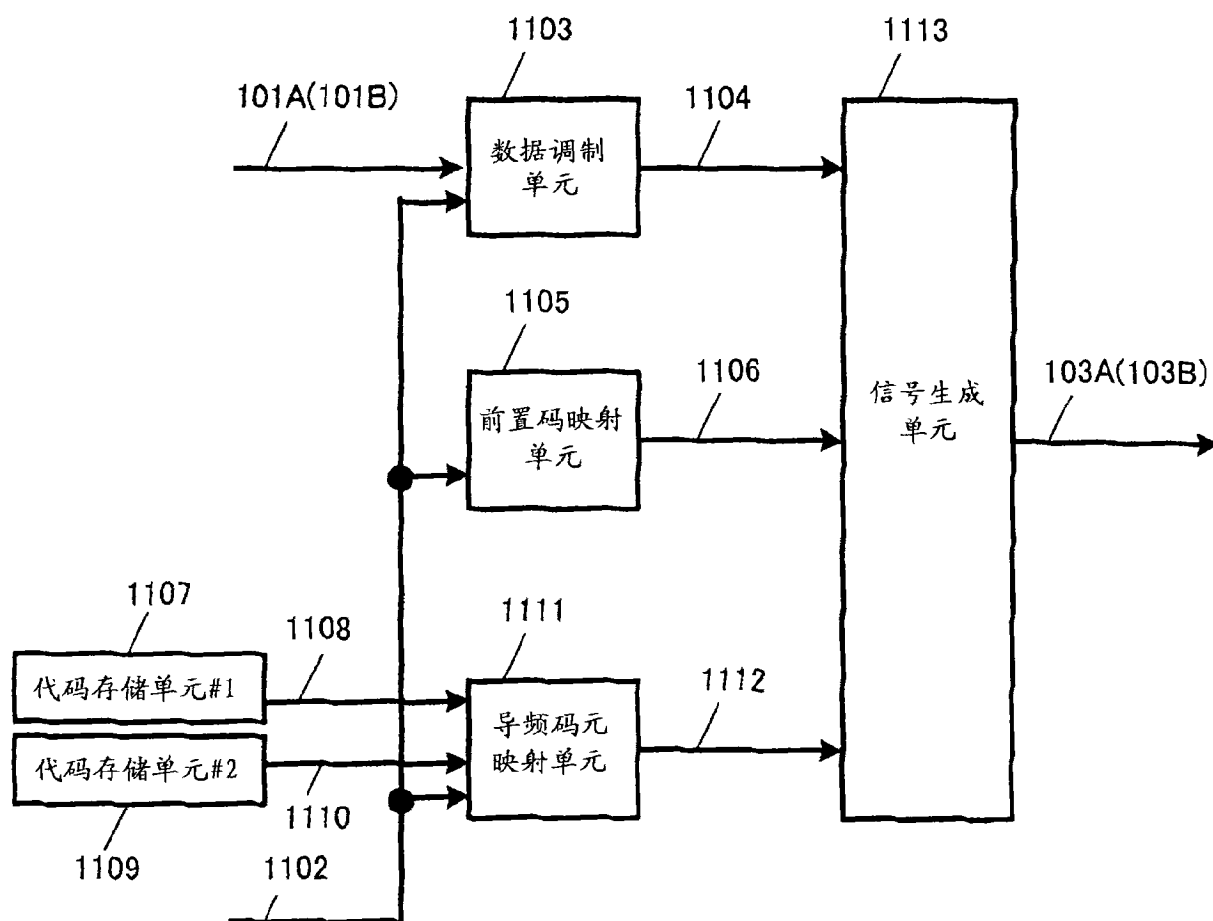


图 13

1200 MIMO-OFDM发送装置

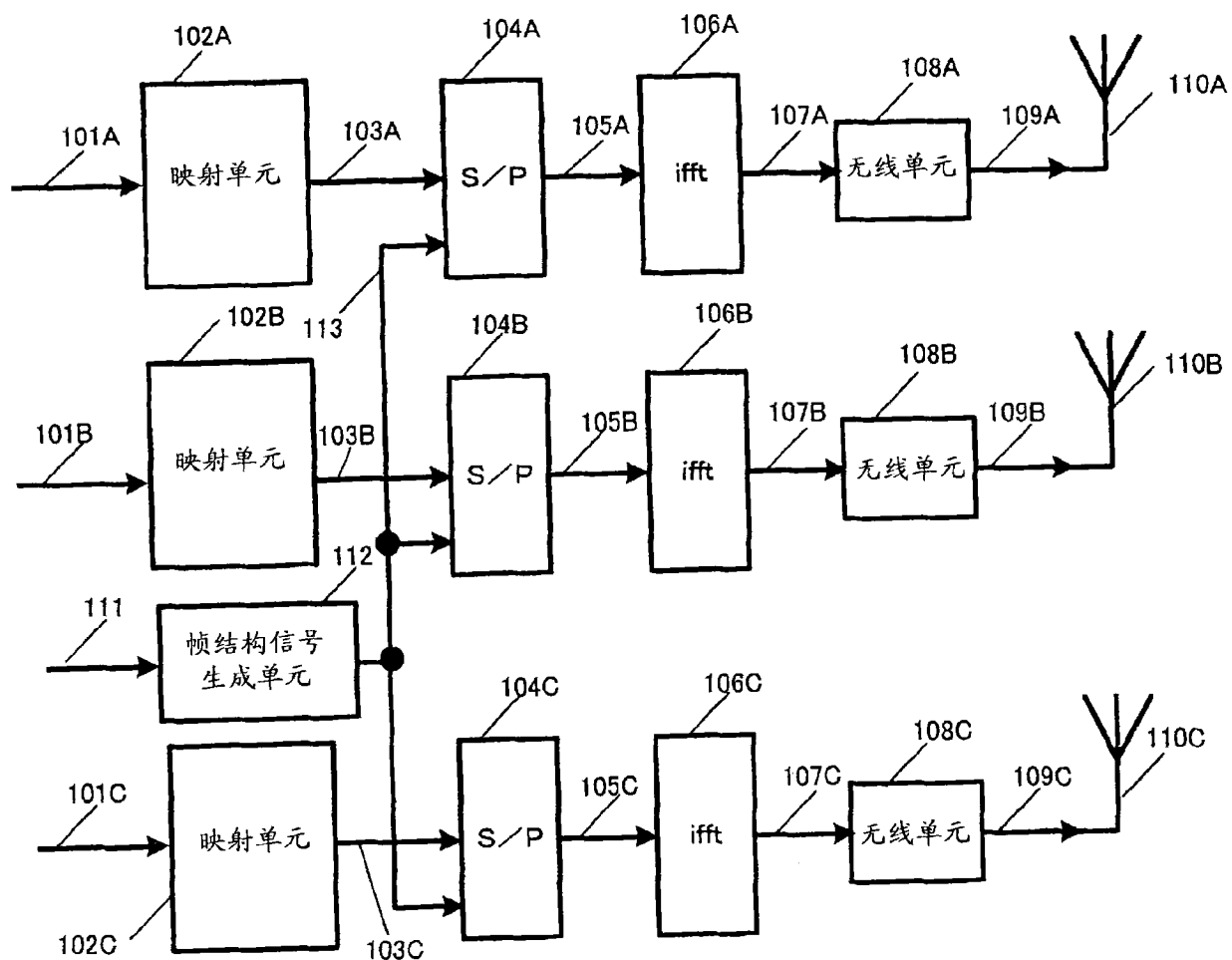


图 14

1300 MIMO-OFDM 接收装置

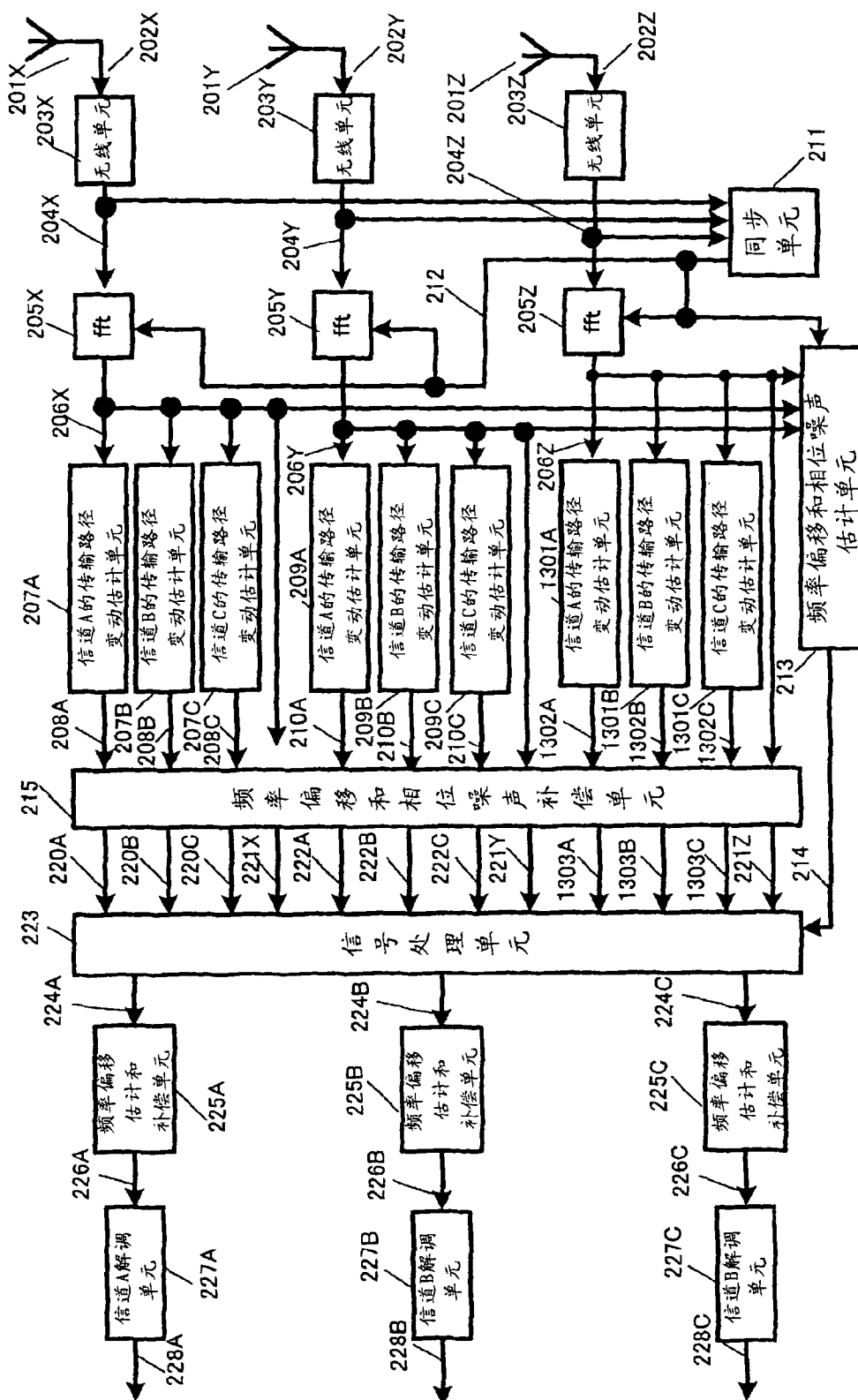


图 15

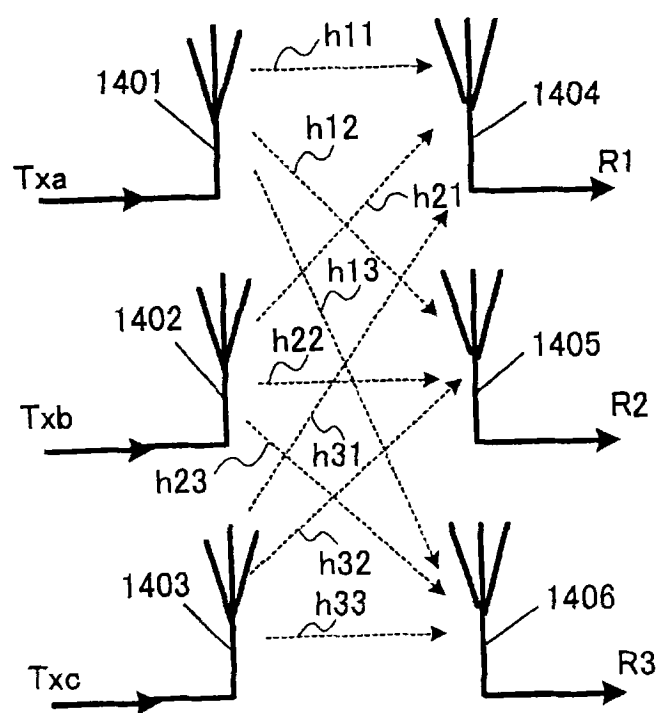


图 16

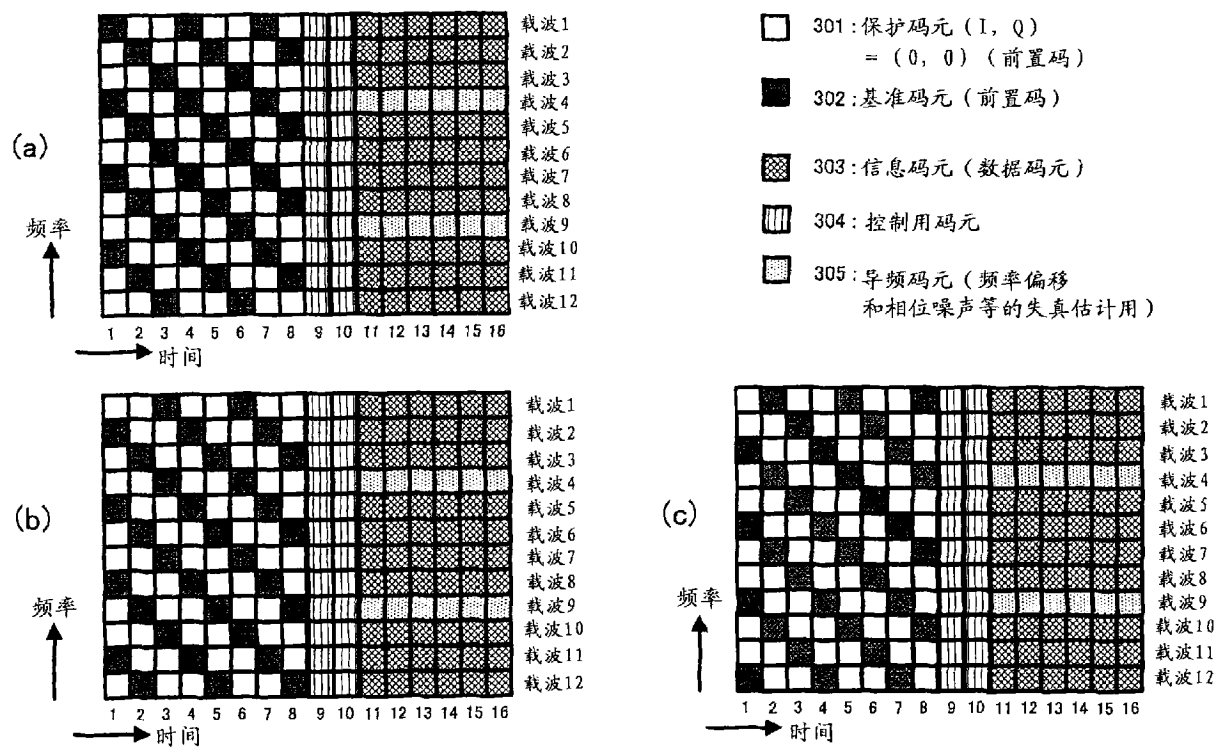


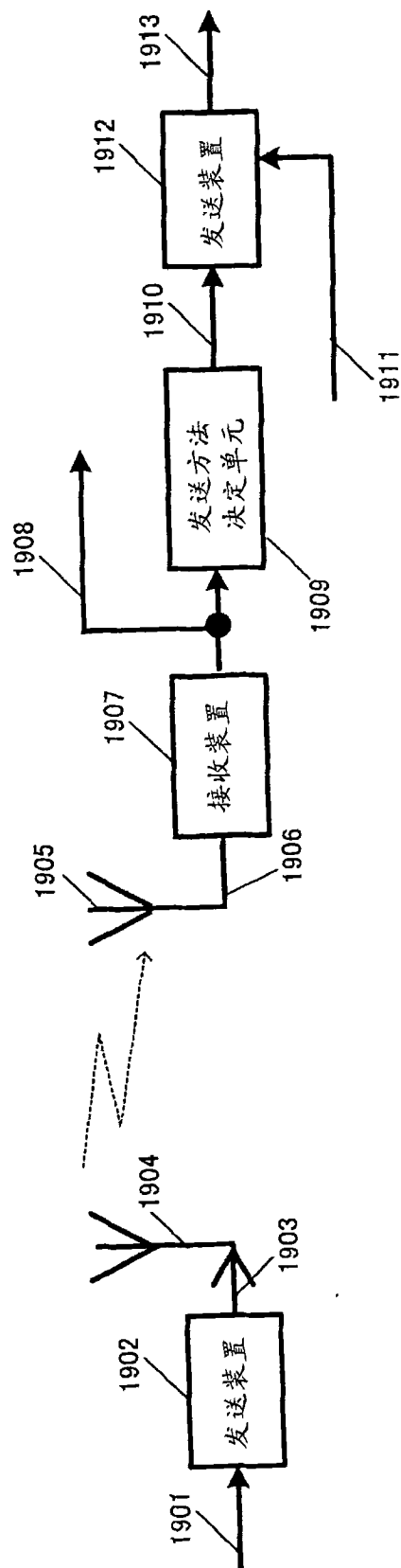
图 17

(a)			(b)			(c)		
信道A、时间1			信道A、时间2			信道A、时间3		
载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)
1	1.732	0	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.732	0	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.732	0
4	-1.732	0	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.732	0	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.732	0
7	1.732	0	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.732	0	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.732	0
10	-1.732	0	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.732	0	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.732	0

图 18

(a)			(b)			(c)		
信道A、时间1			信道A、时间2			信道A、时间3		
载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)
1	1.225	1.225	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.225	1.225	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.225	1.225
4	-1.225	-1.225	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.225	-1.225	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.225	-1.225
7	1.225	1.225	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.225	1.225	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.225	1.225
10	-1.225	-1.225	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.225	-1.225	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.225	-1.225

图 19



(a)终端

(b)接入点 (AP)

图 20

MIMO方式	调制方式	归一化系数
二发送空间复用MIMO	BPSK	1
	QPSK	$1/\sqrt{2}$
	16QAM	$1/\sqrt{10}$
	64QAM	$1/\sqrt{42}$
三发送空间复用MIMO	BPSK	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$
	QPSK	$1/\sqrt{3}$
	16QAM	$1/\sqrt{15}$
	64QAM	$1/\sqrt{63}$

图 21

(a)			(b)			(c)		
信道A、时间1			信道A、时间2			信道A、时间3		
载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)
1	1.414	0	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.414	0	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.414	0
4	-1.414	0	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.414	0	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.414	0
7	1.414	0	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.414	0	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.414	0
10	-1.414	0	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.414	0	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.414	0

图 22

(a)			(b)			(c)		
信道A、时间1			信道A、时间2			信道A、时间3		
载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)	载波	实部 (I)	虚部 (Q)
1	1.0	1.0	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.0	1.0	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.0	1.0
4	-1.0	-1.0	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.0	-1.0	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.0	-1.0
7	1.0	1.0	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.0	1.0	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.0	1.0
10	-1.0	-1.0	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.0	-1.0	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.0	-1.0

图 23

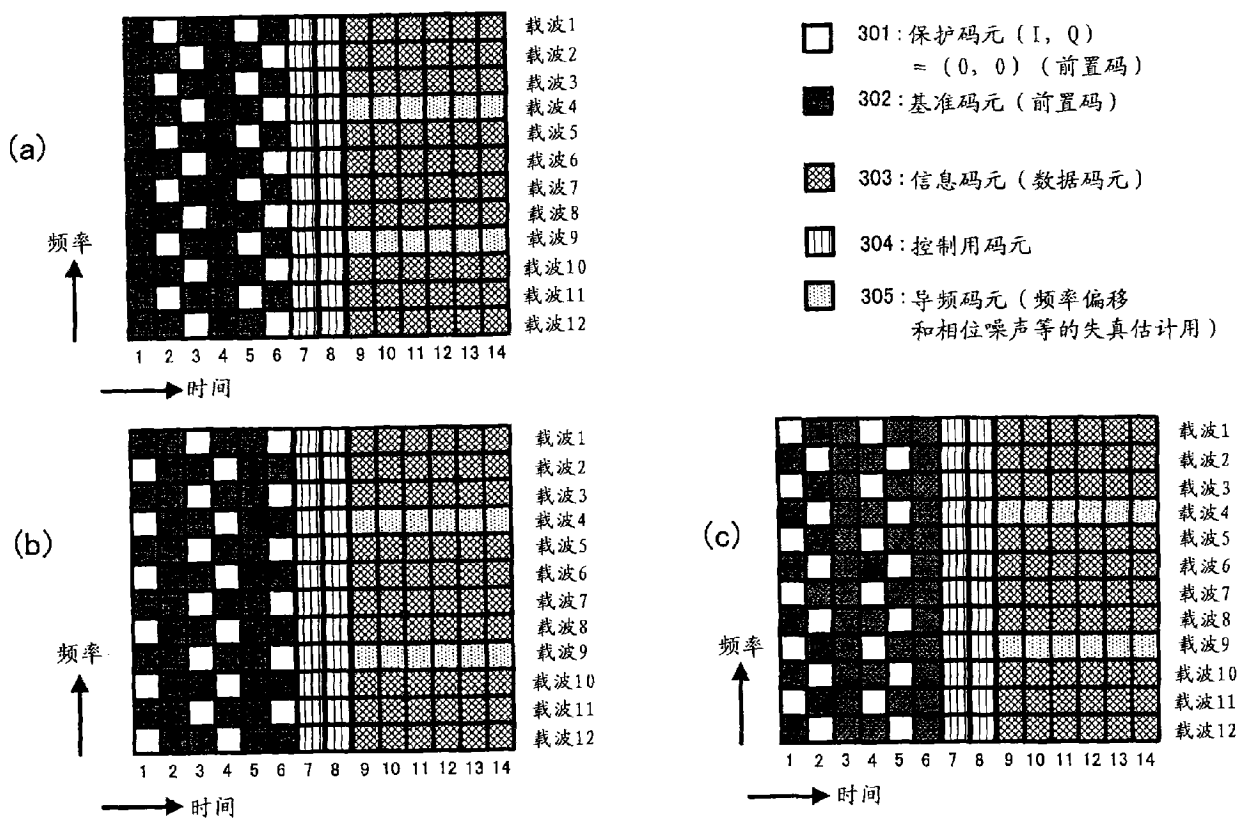


图 24

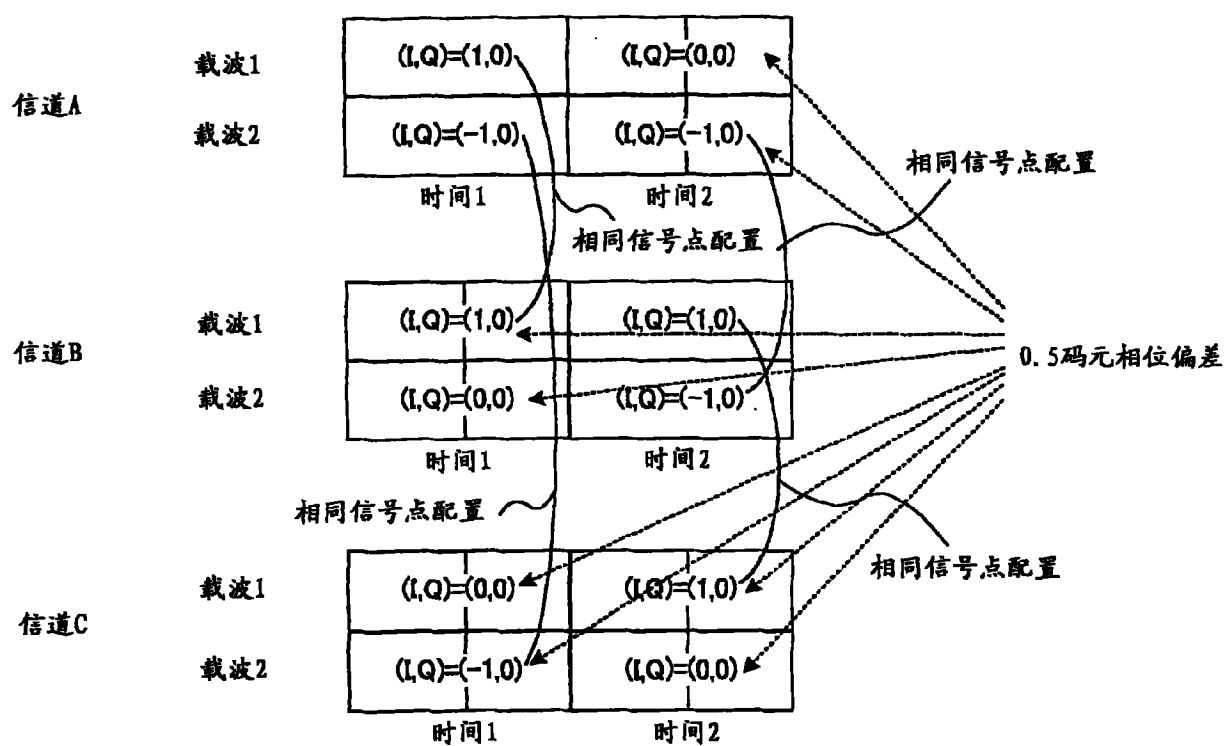


图 25

MIMO方式	调制方式	归一化系数
1系统发送	BPSK	1
	QPSK	$1/\sqrt{2}$
	16QAM	$1/\sqrt{10}$
	64QAM	$1/\sqrt{42}$
二发送空间复用MIMO	BPSK	$1/\sqrt{2}$
	QPSK	$1/\sqrt{4}$
	16QAM	$1/\sqrt{20}$
	64QAM	$1/\sqrt{84}$
三发送空间复用MIMO	BPSK	$1/\sqrt{3}$
	QPSK	$1/\sqrt{6}$
	16QAM	$1/\sqrt{30}$
	64QAM	$1/\sqrt{126}$

图 26

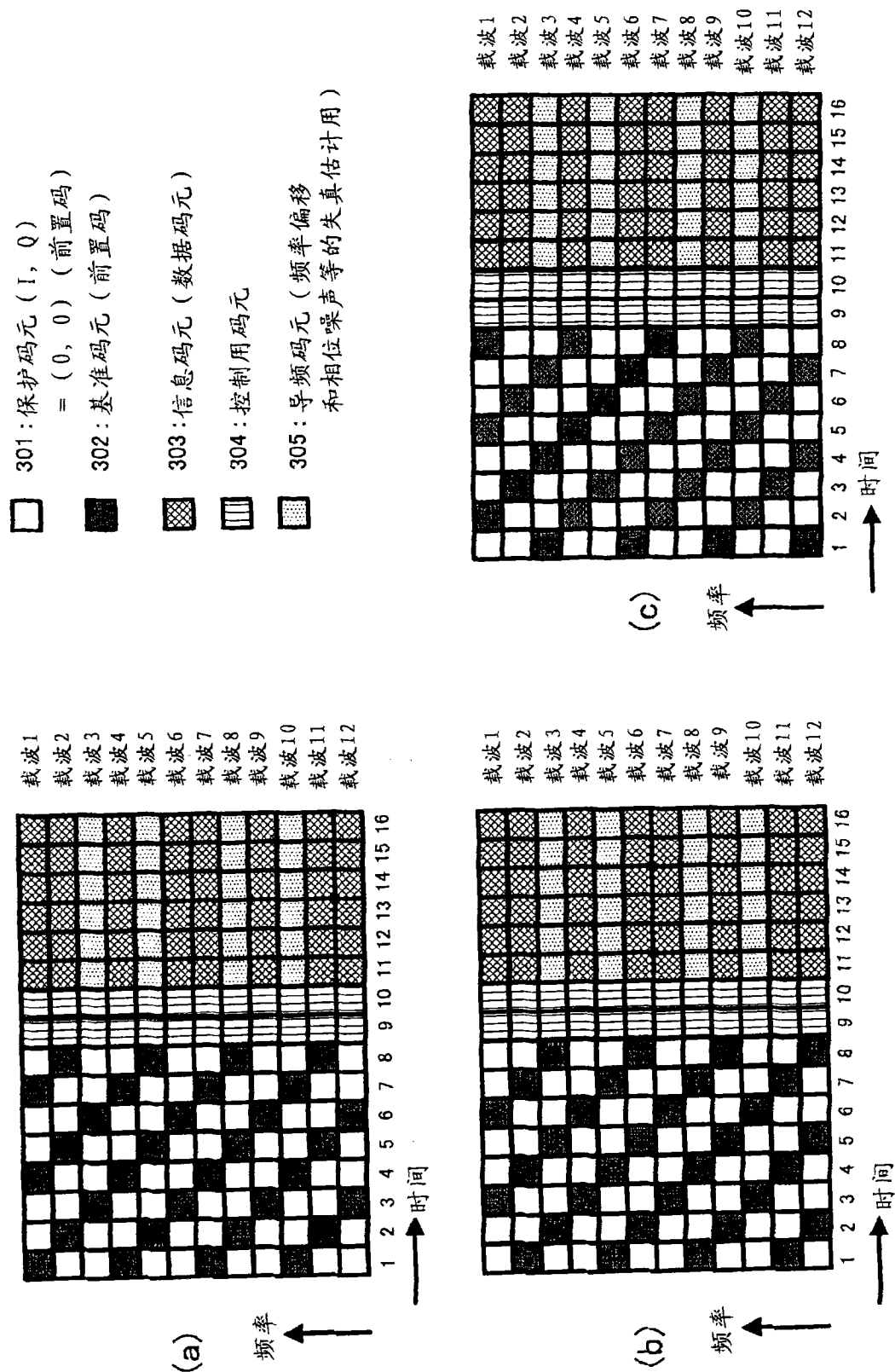


图 27

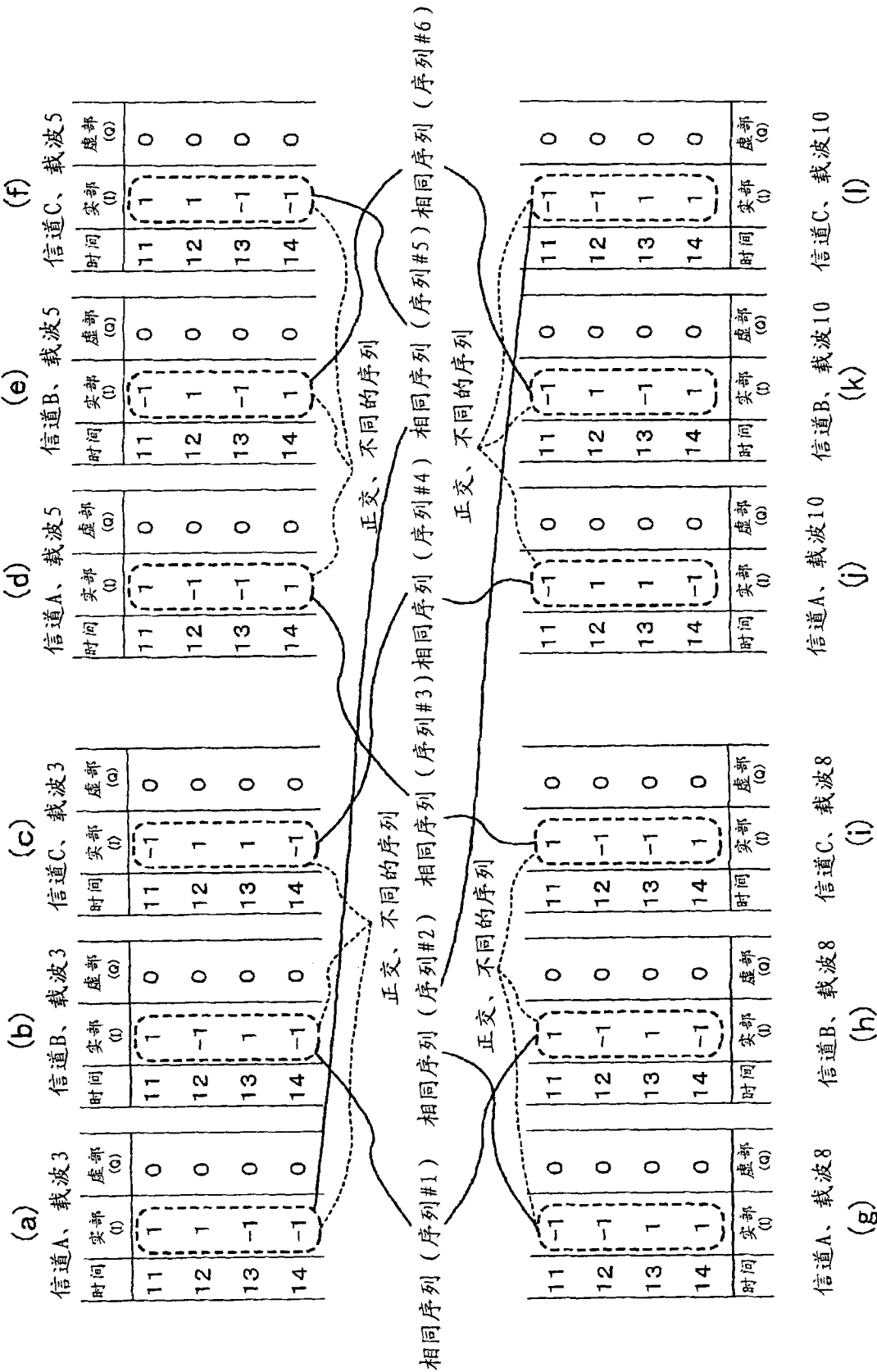


图 28

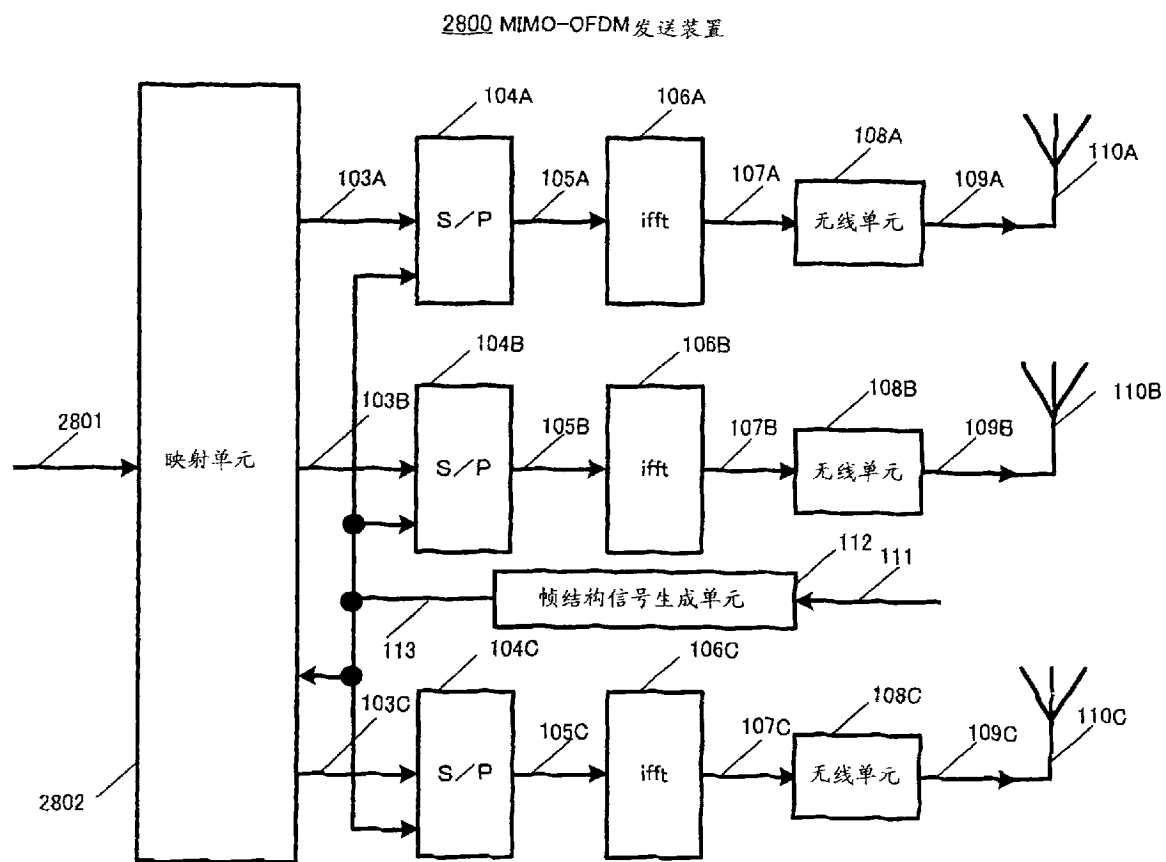


图 29

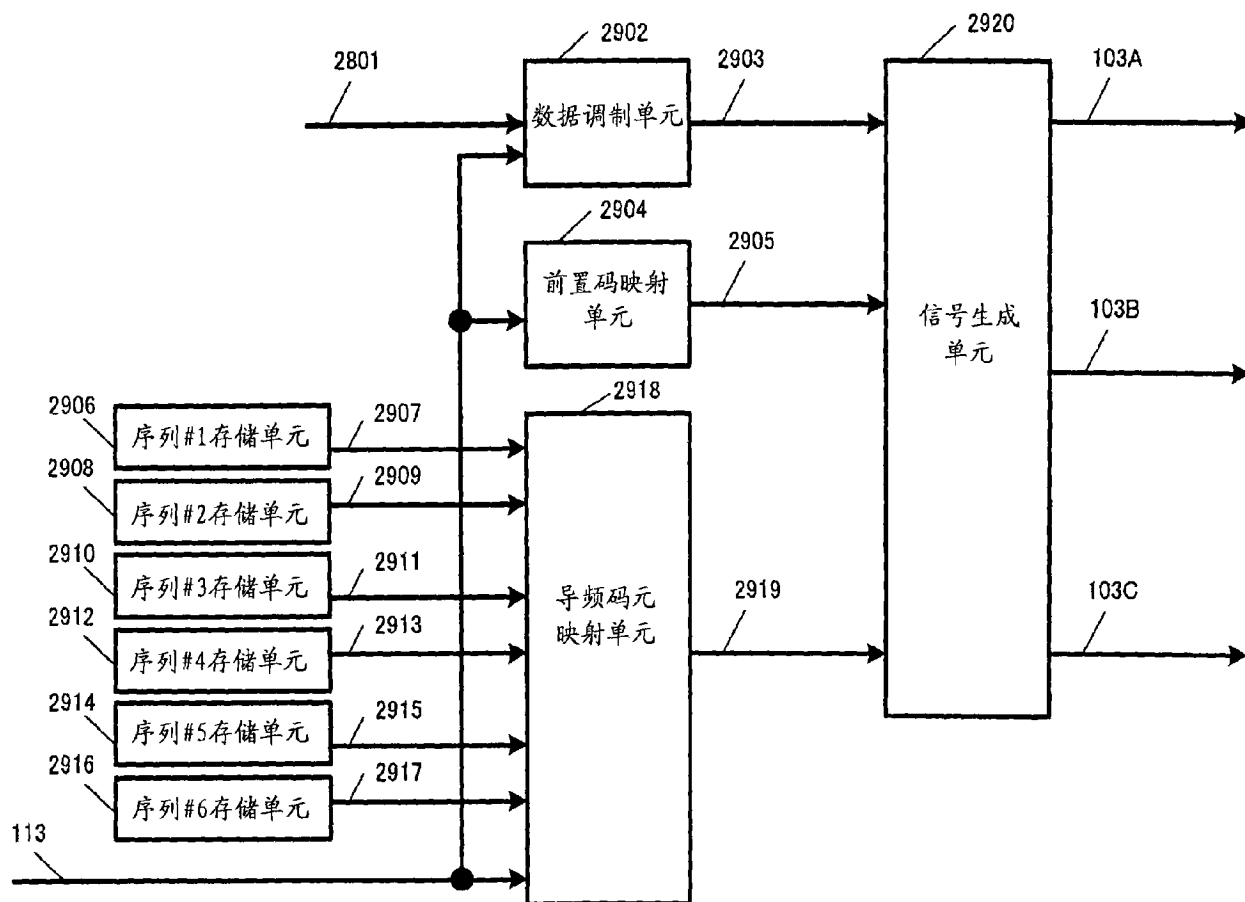


图 30

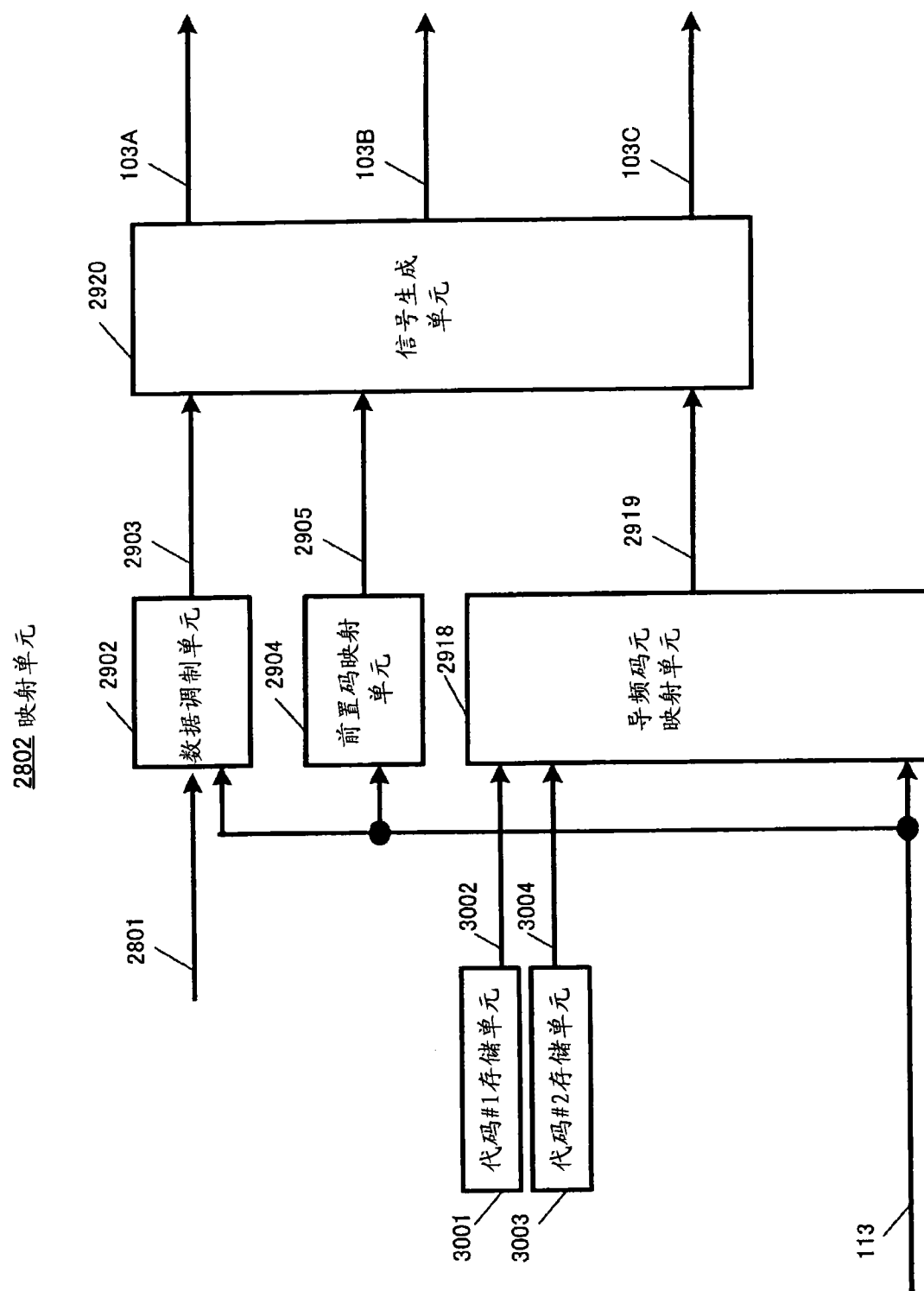


图 31

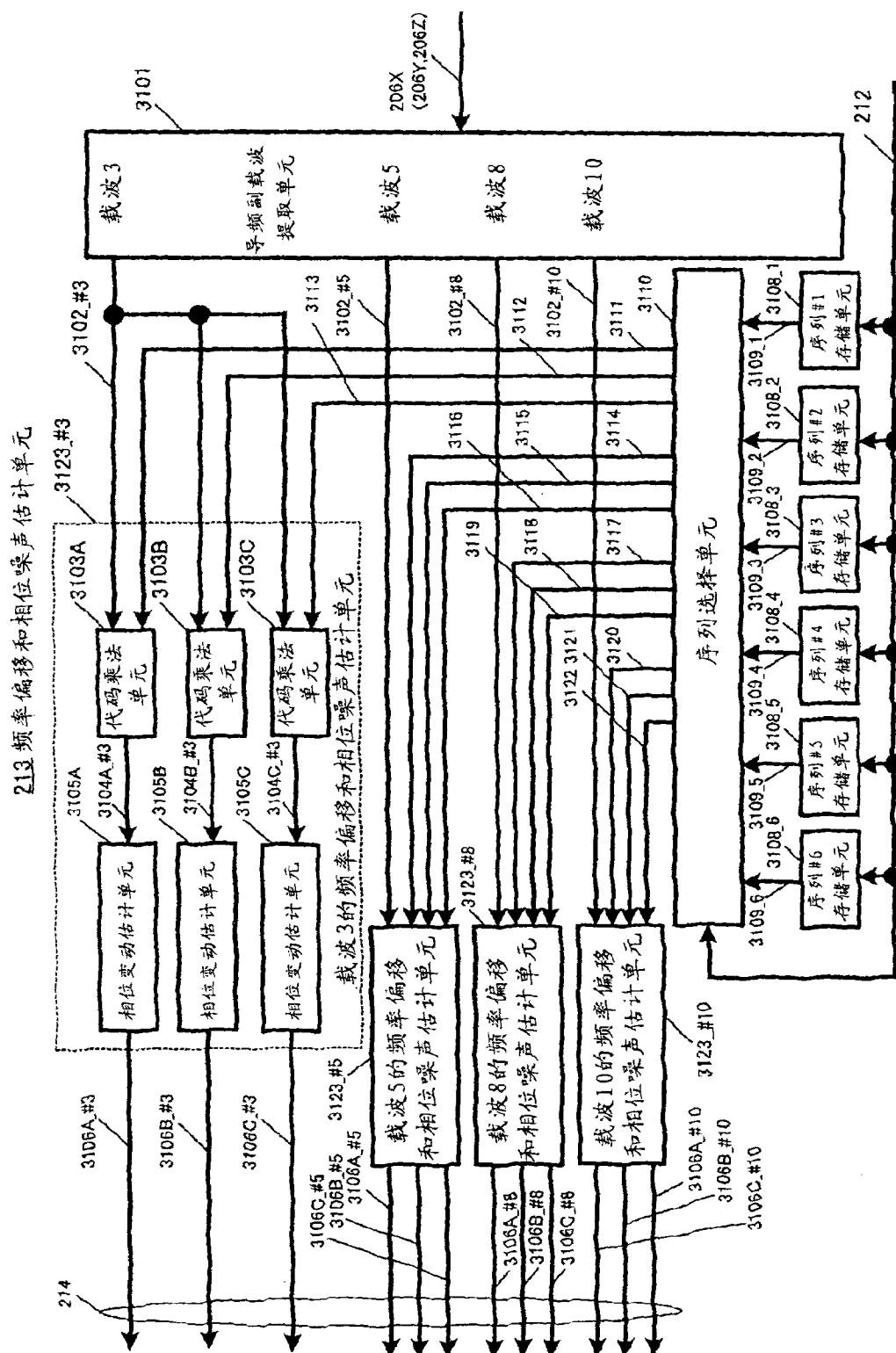


图 32

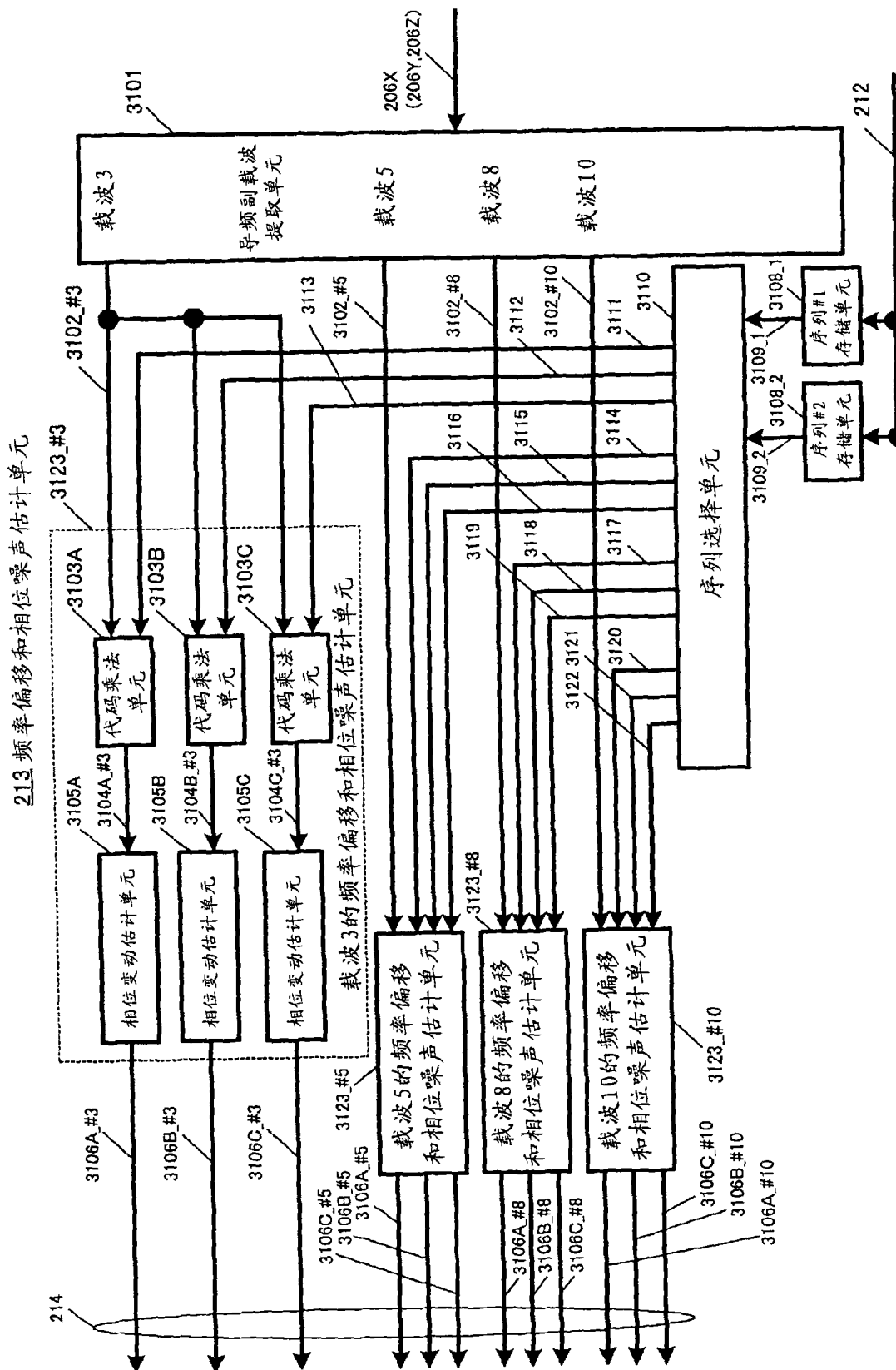


图 33

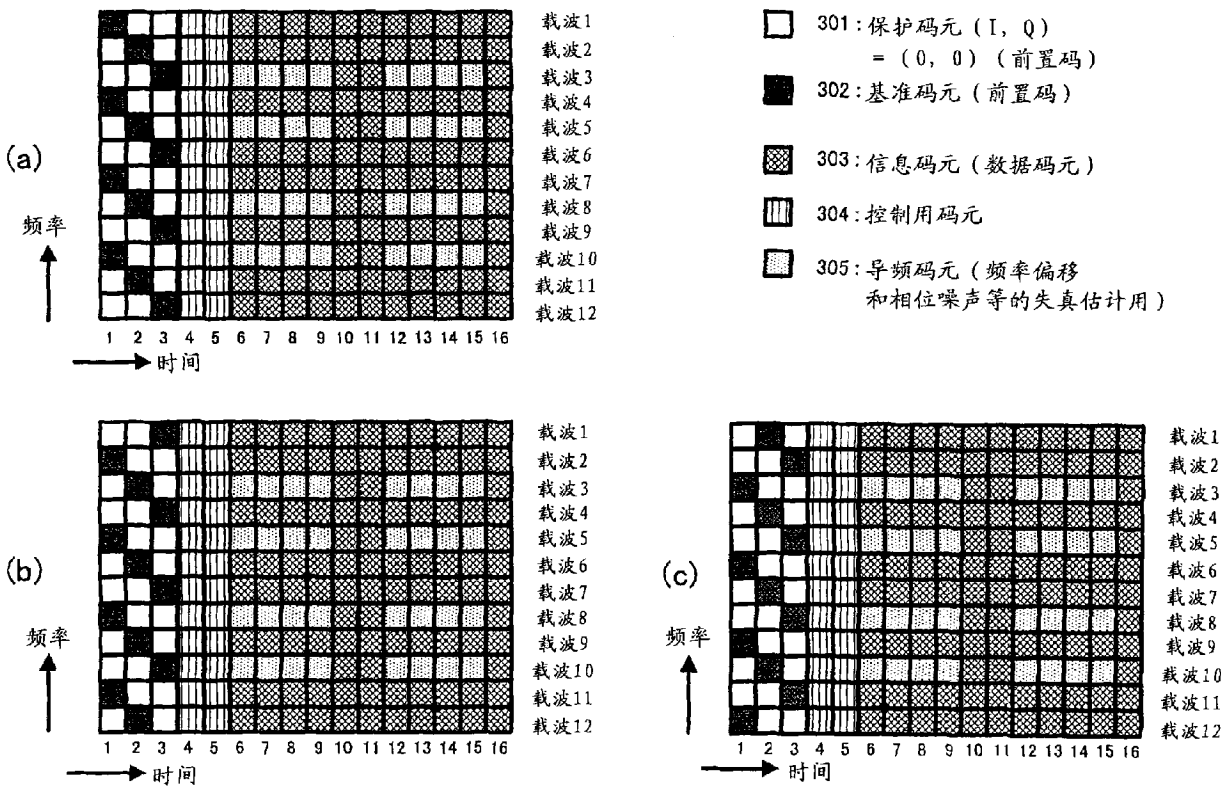


图 34

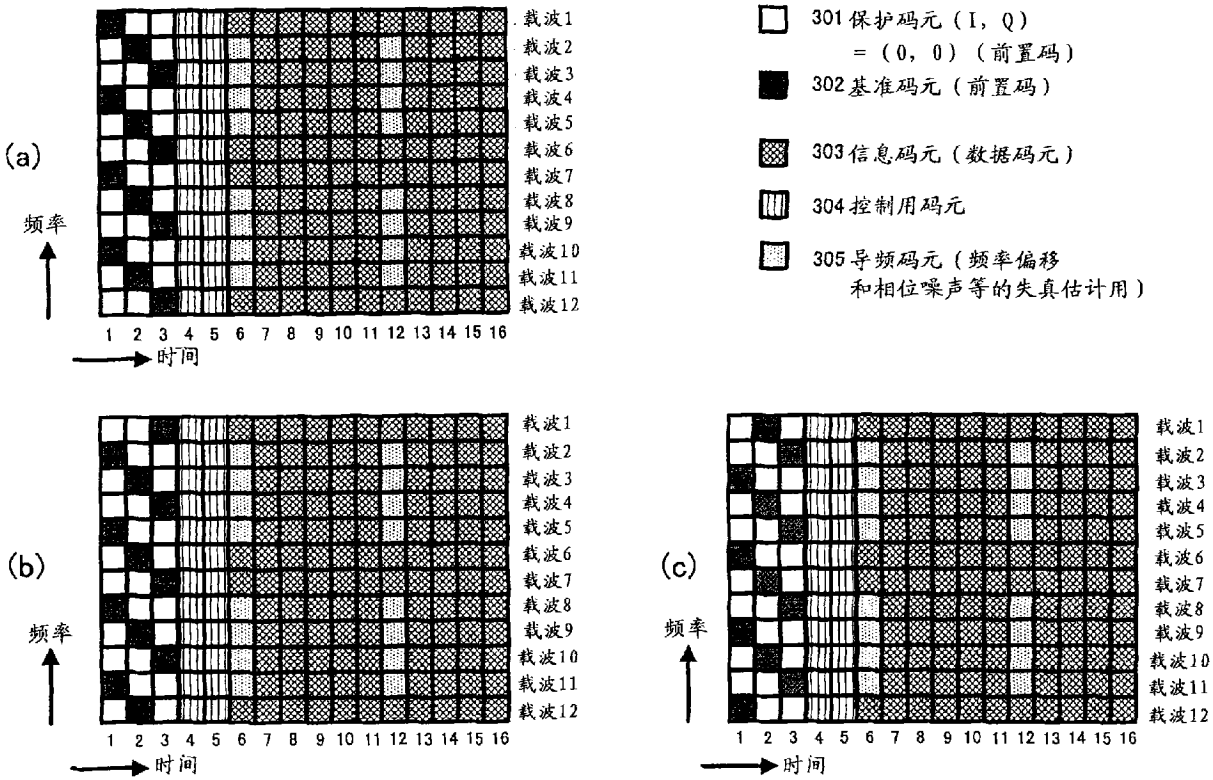


图 35

- 301: 保护码元 (I, Q)
= (0, 0) (前置码)
- 302: 基准码元 (前置码)
- 303: 信息码元 (数据码元)
- 304: 控制码元
- 305: 导频码元 (频率偏移和相位噪声等的失真估计用)

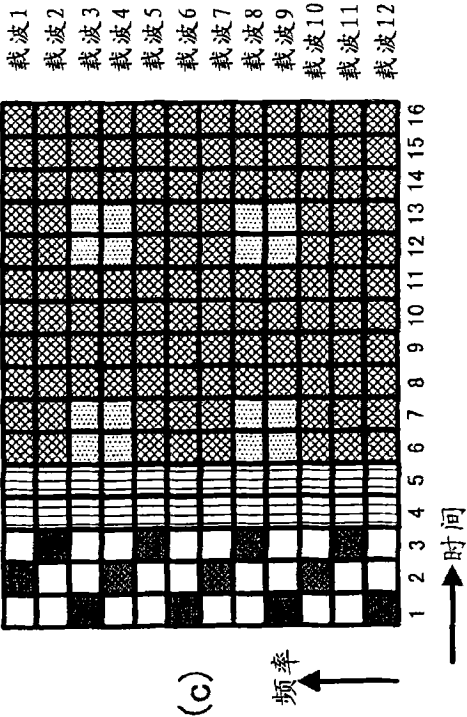
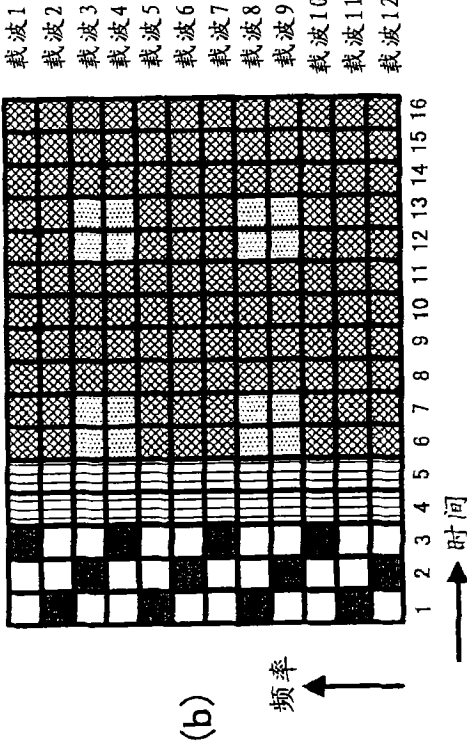
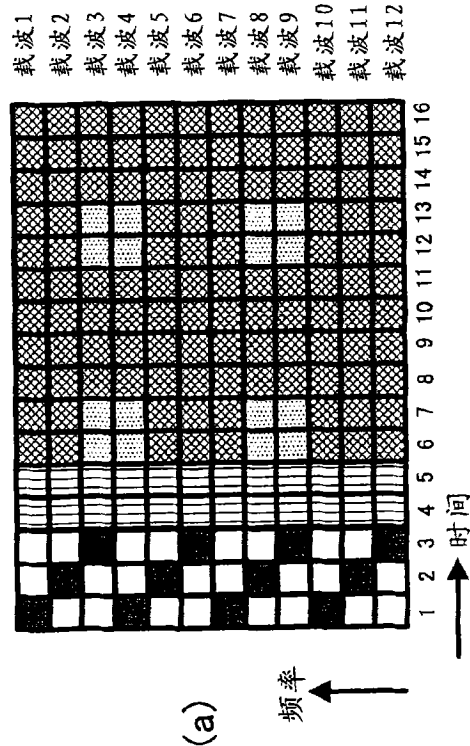
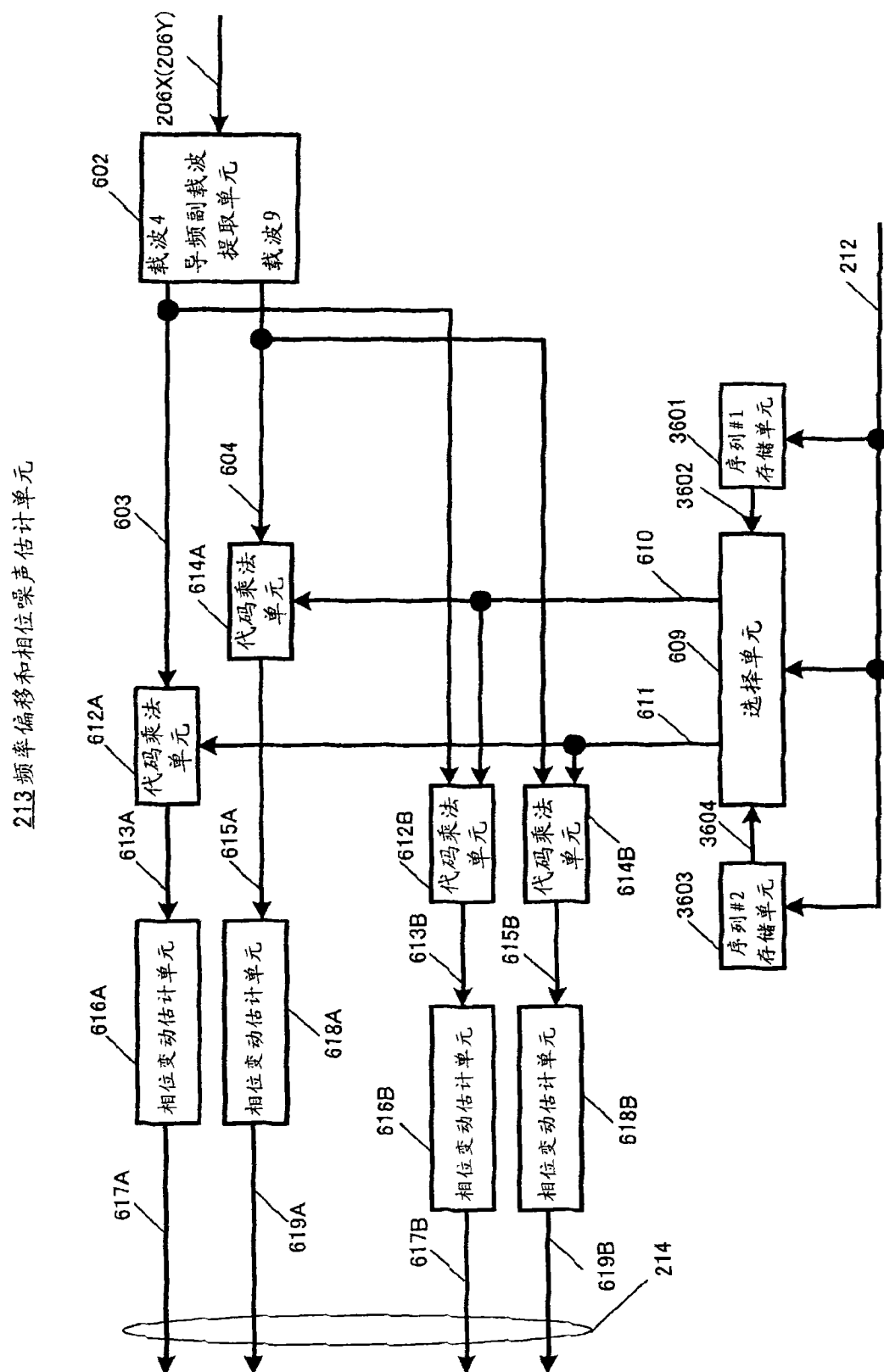


图 36



37 图

102A (102B) 映射单元

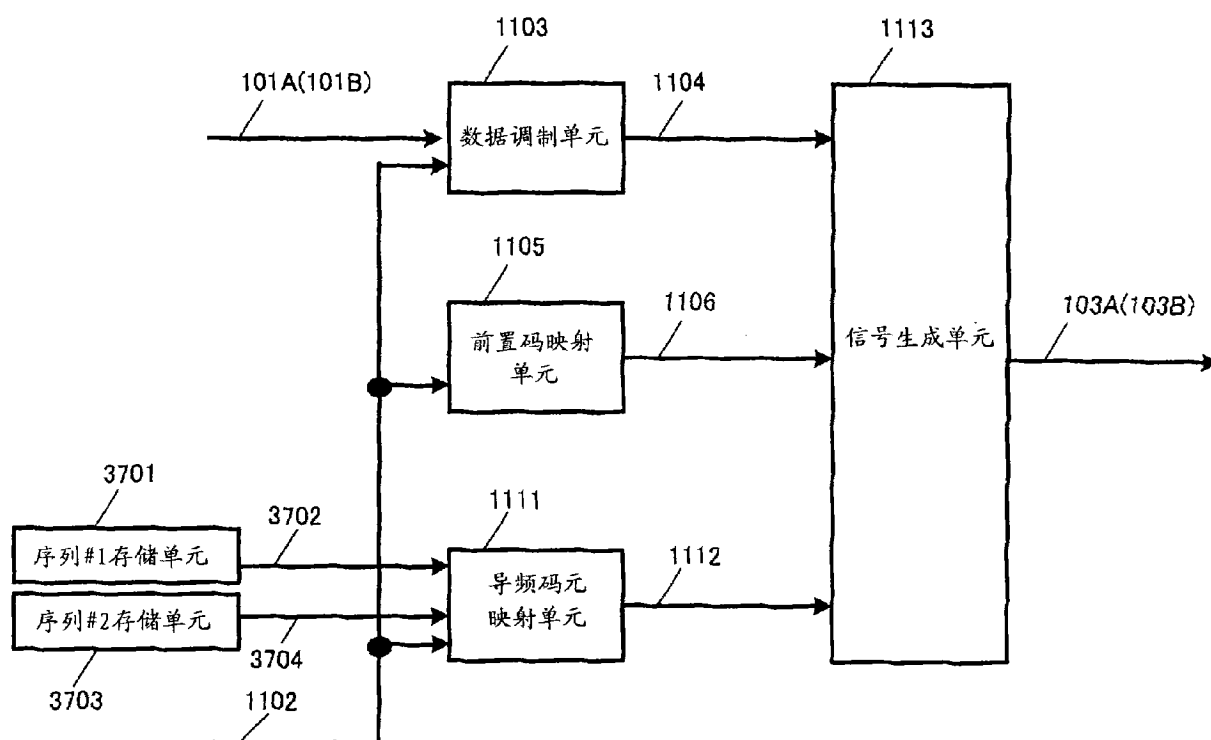


图 38

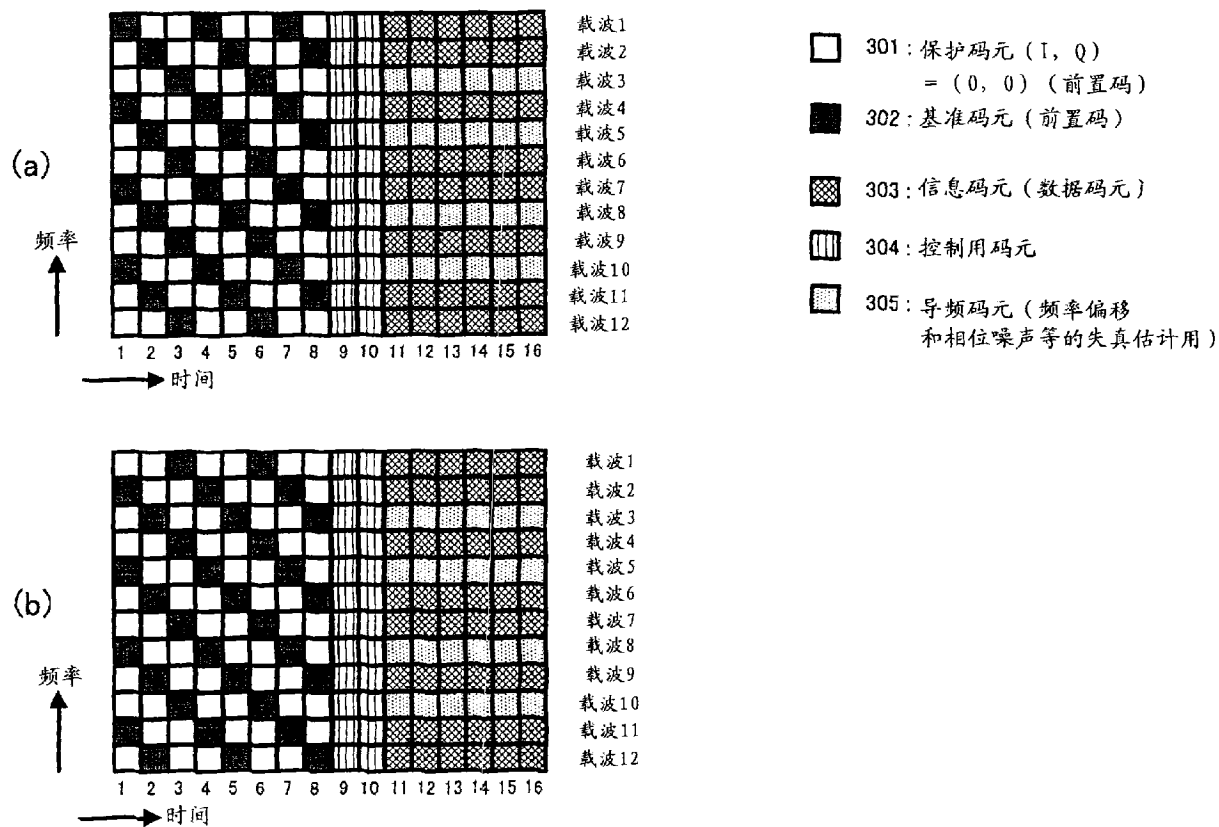


图 39

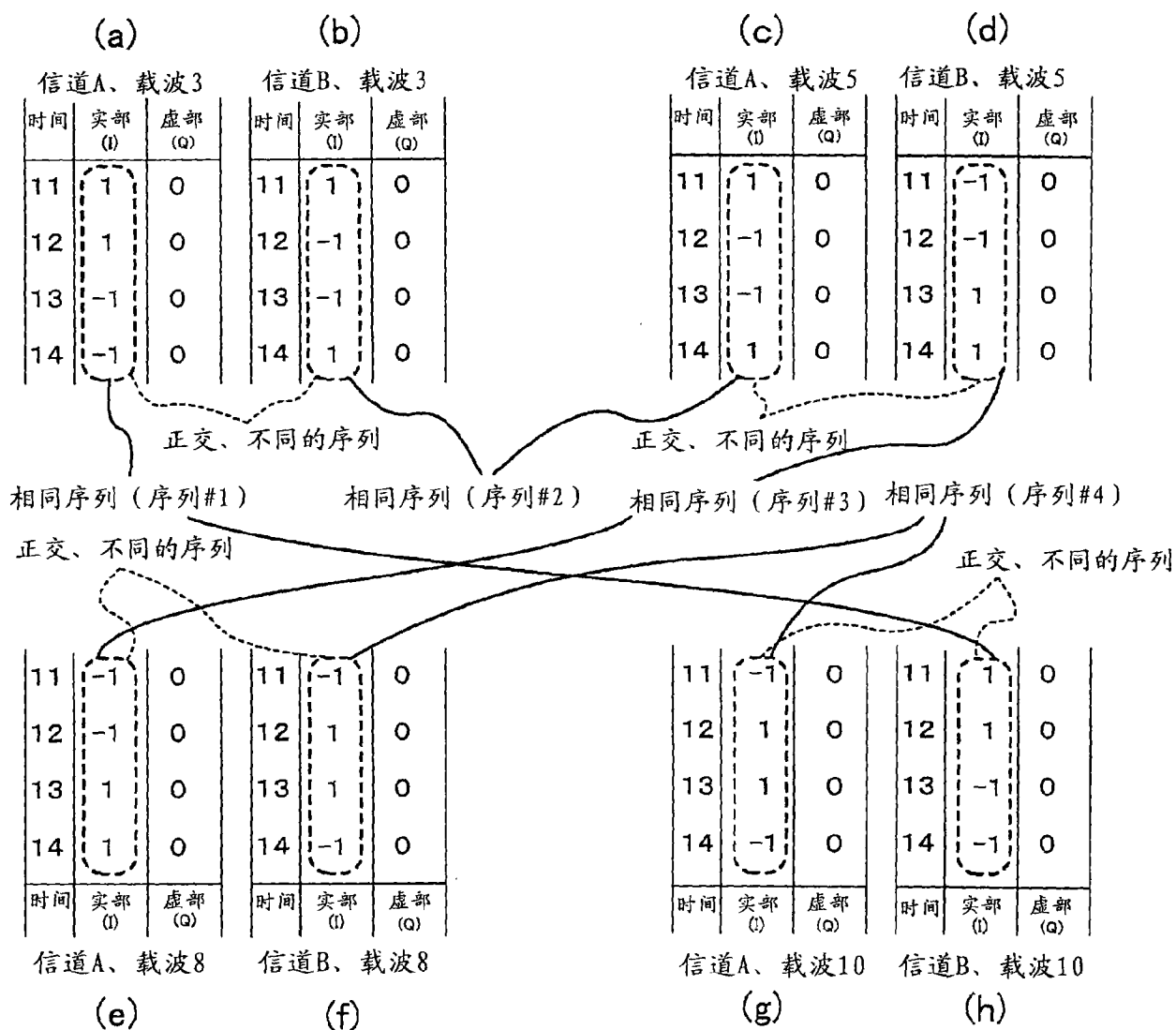


图 40

4000 MIMO-OFDM 发送装置

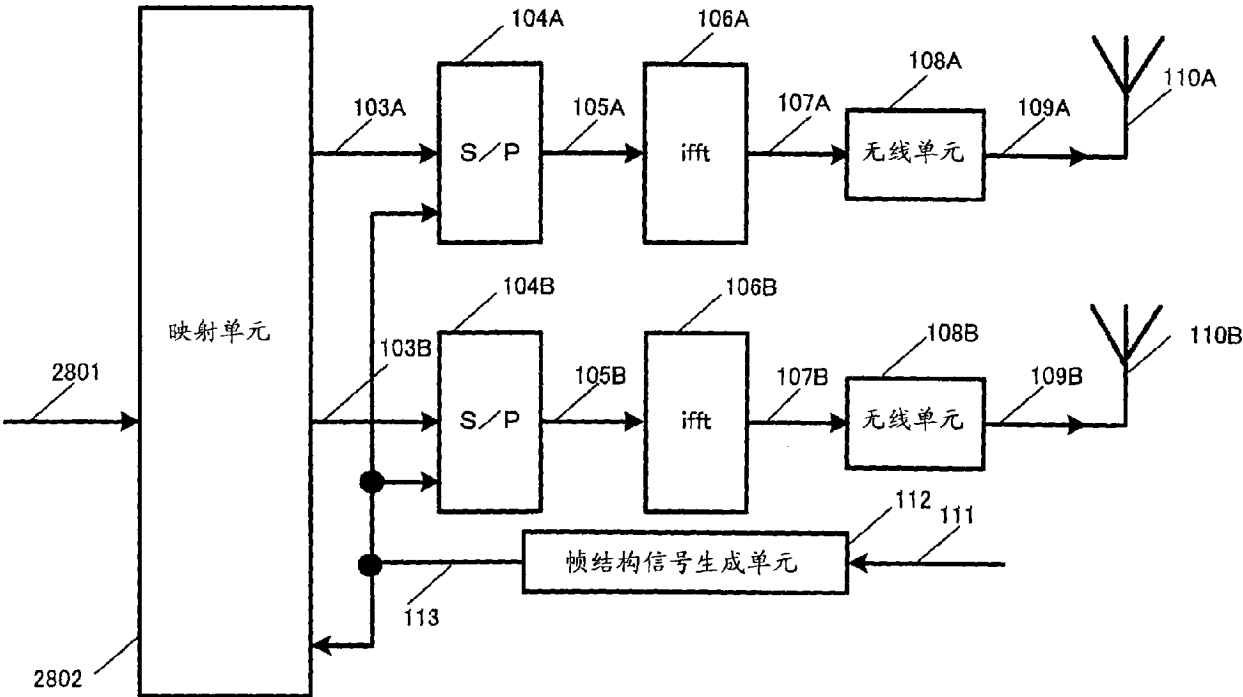


图 41

2802 映射单元

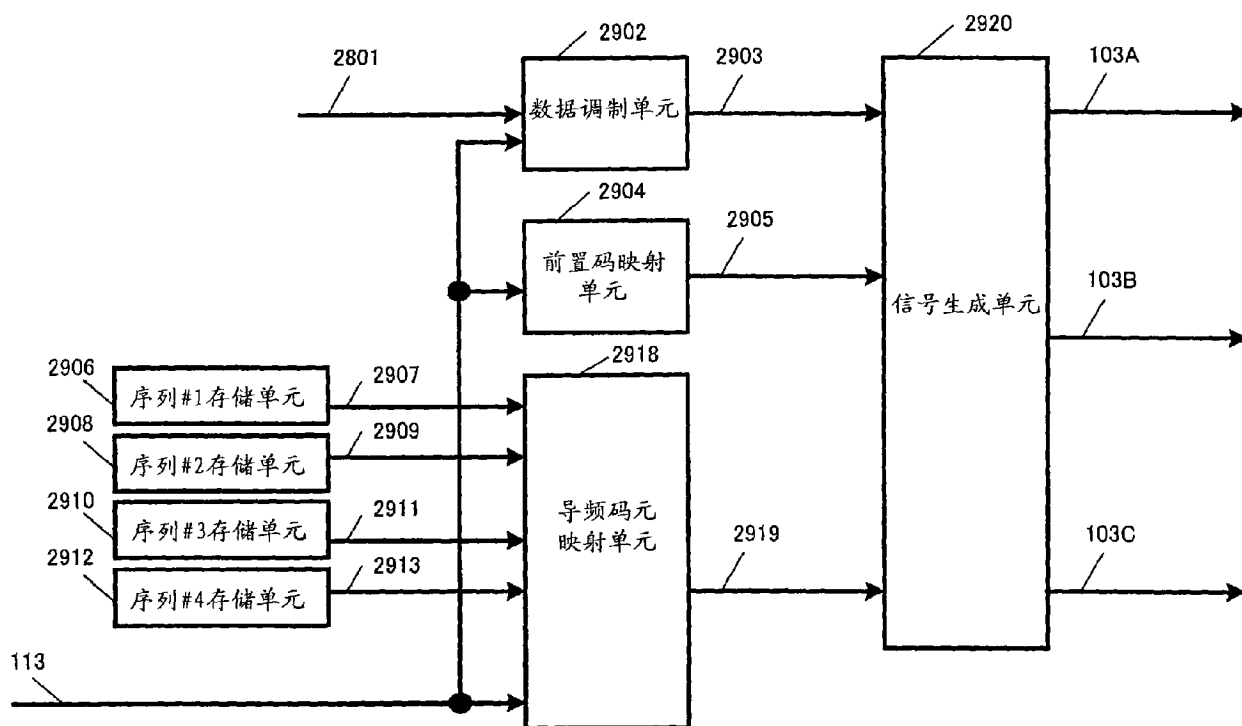
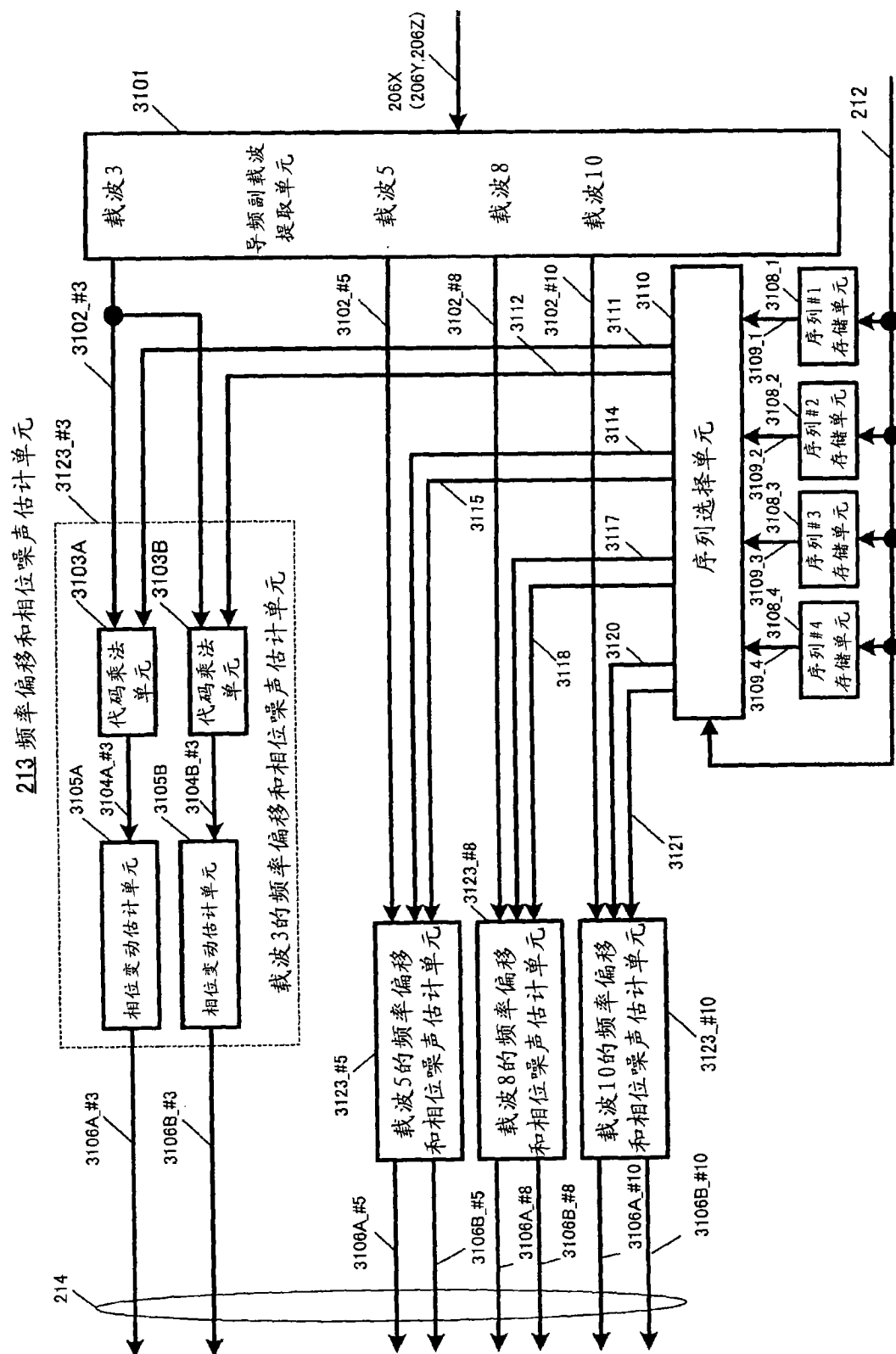


图 42



43

430Q MIMO-OFDM发送装置

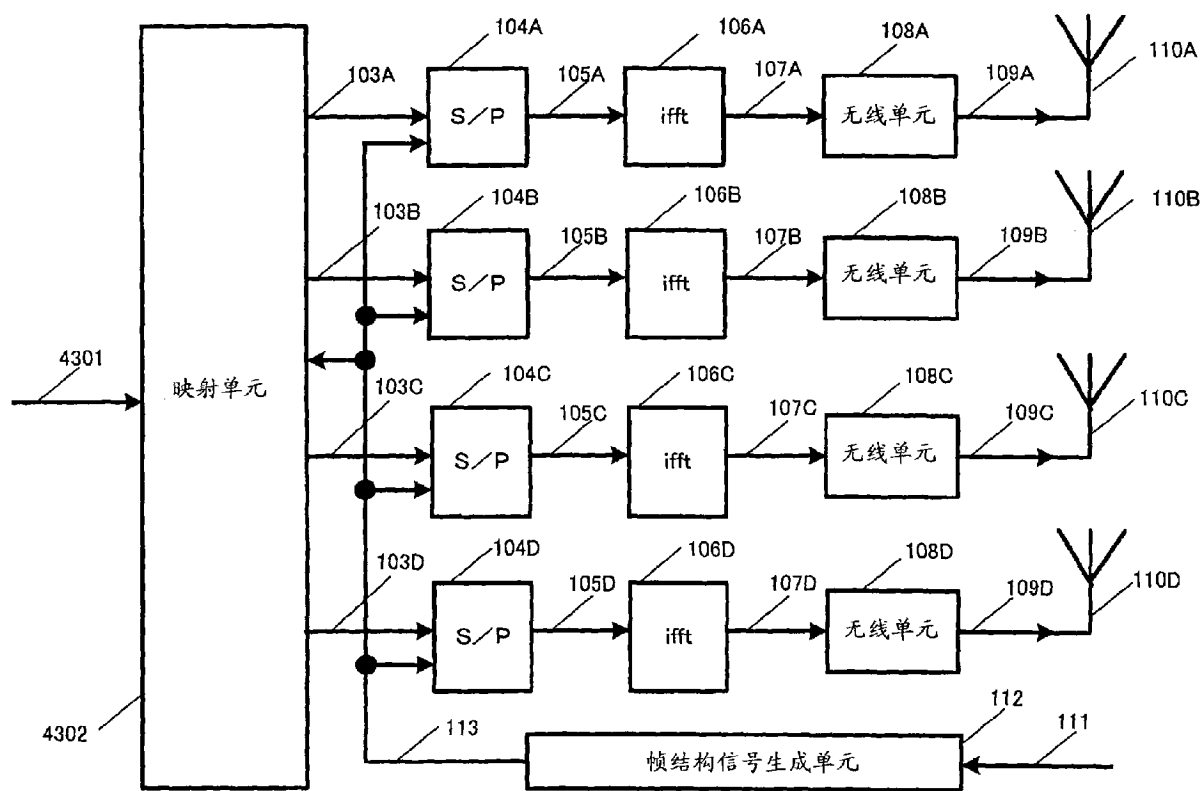


图 44

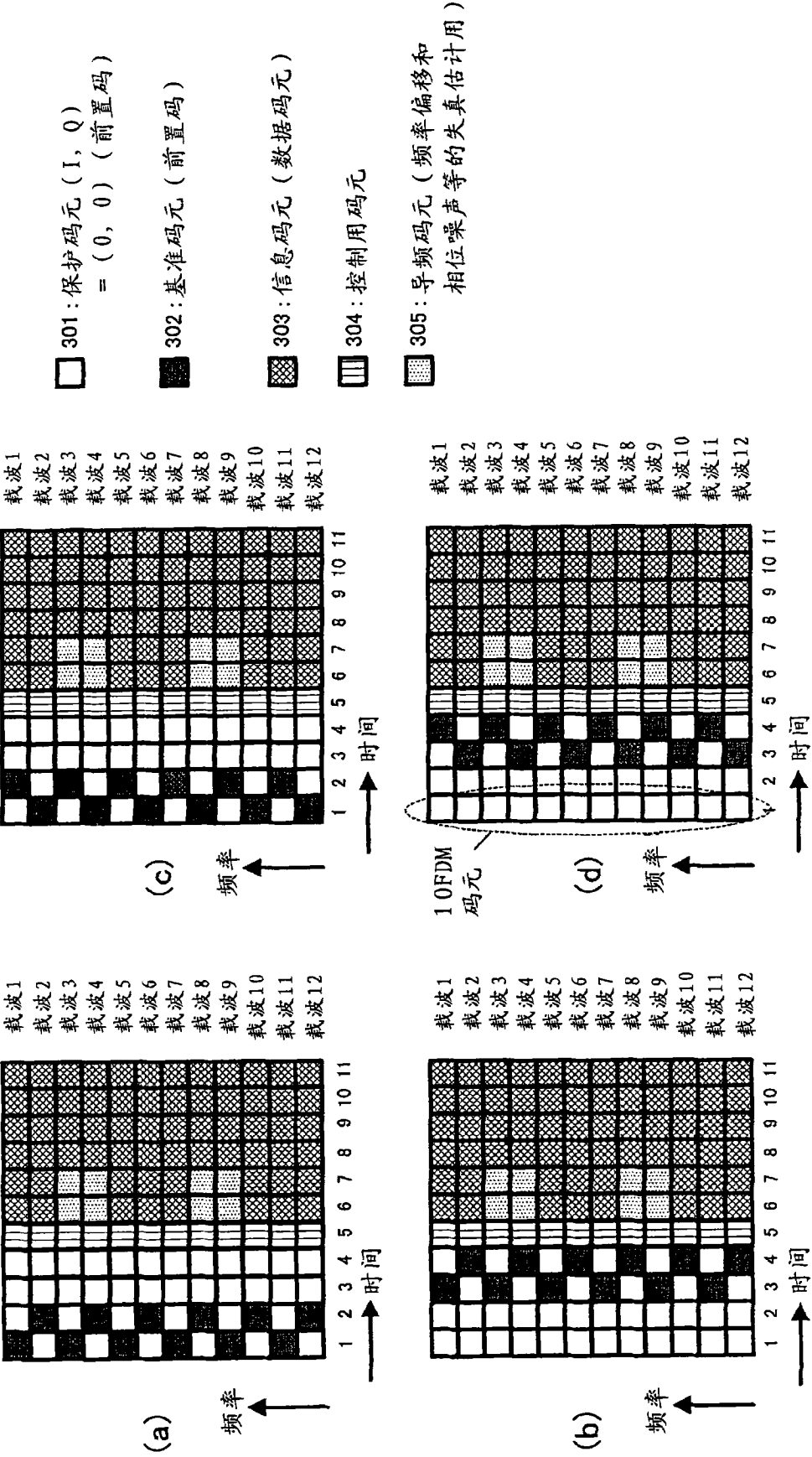


图 45

MIMO方式	调制方式	归一化系数
四发送空间复用MIMO	BPSK	$1/2$
	QPSK	$1/2\sqrt{2}$
	16QAM	$1/2\sqrt{10}$
	64QAM	$1/2\sqrt{42}$

图 46

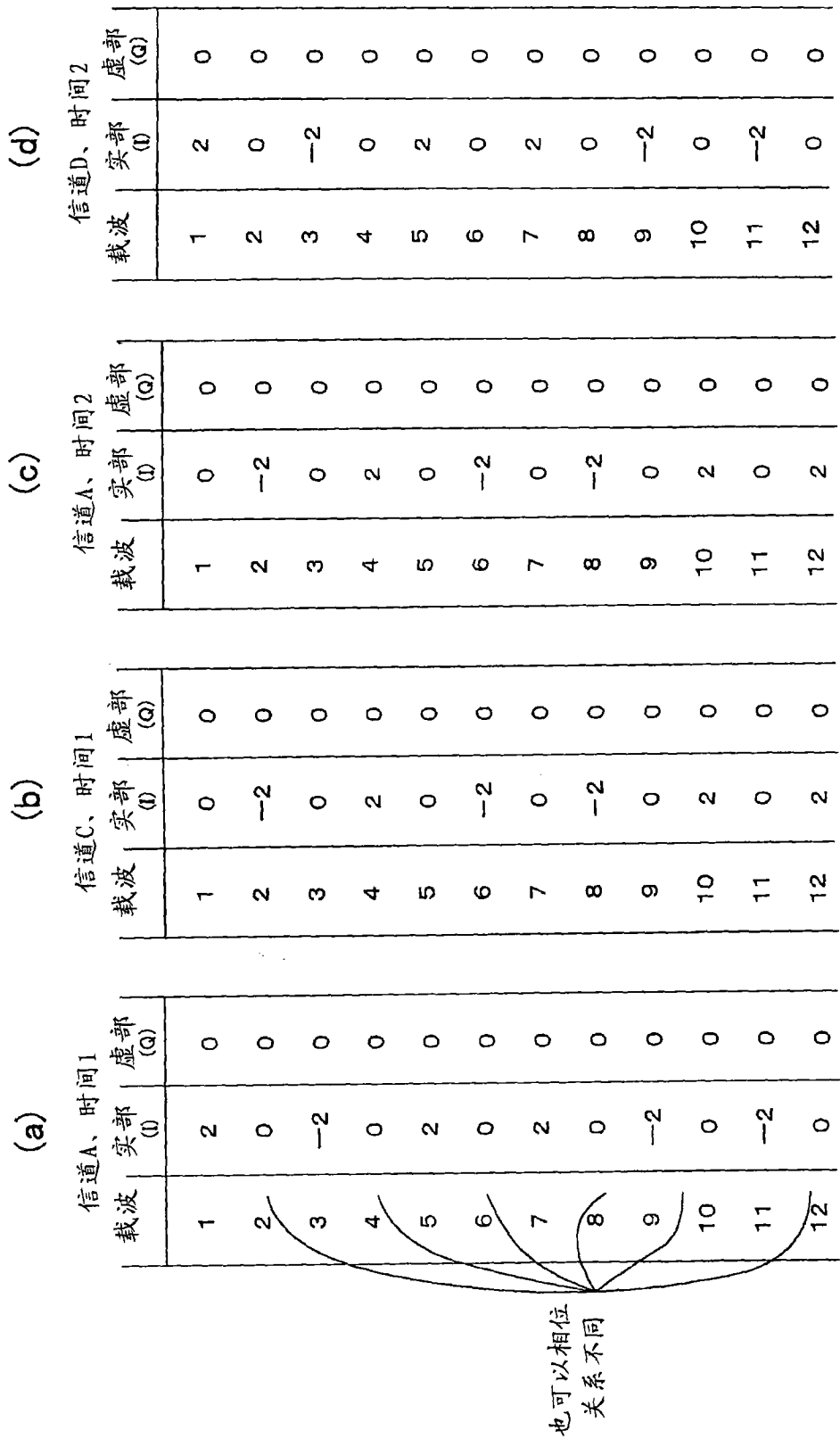


图 47

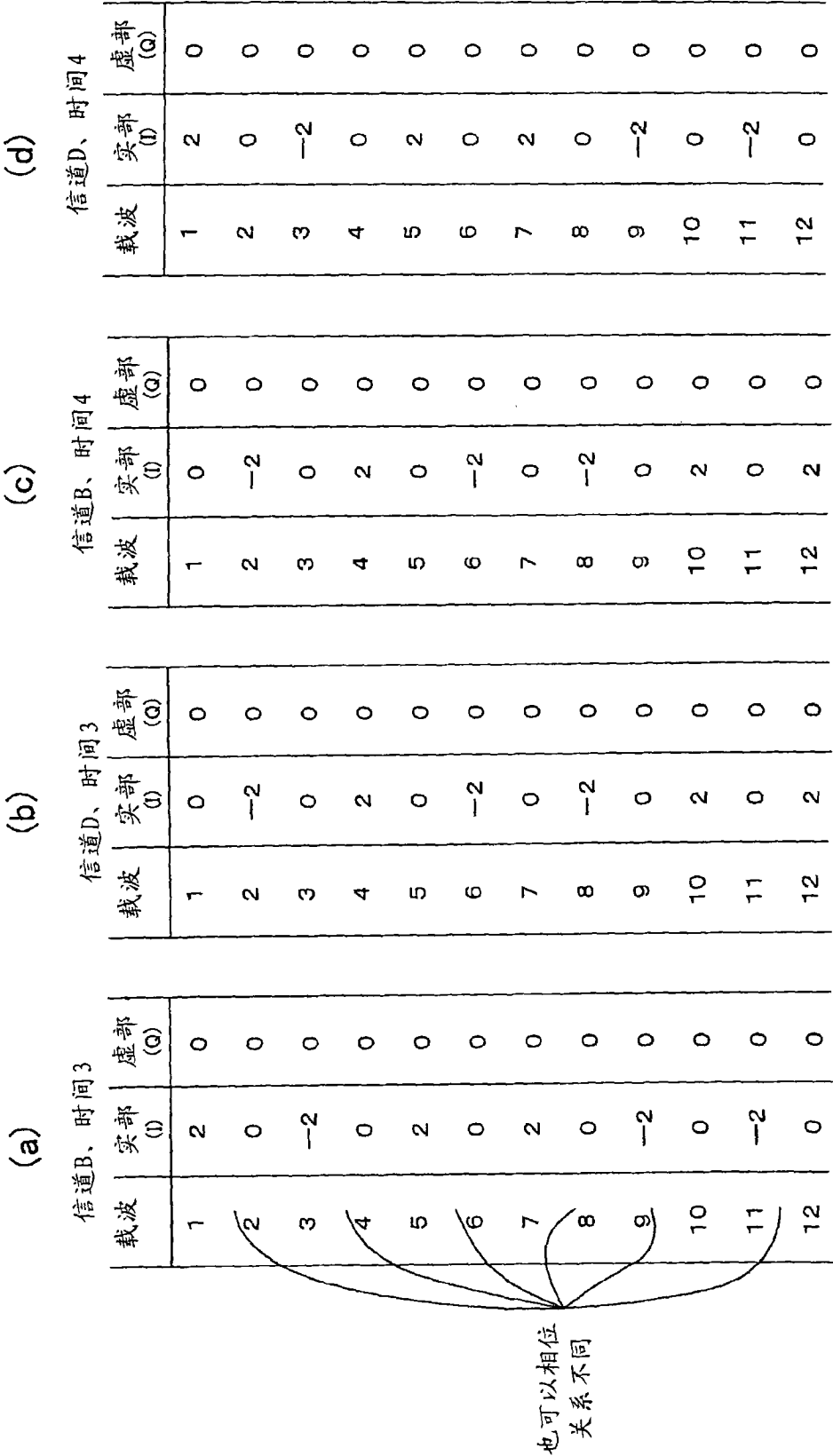


图 48

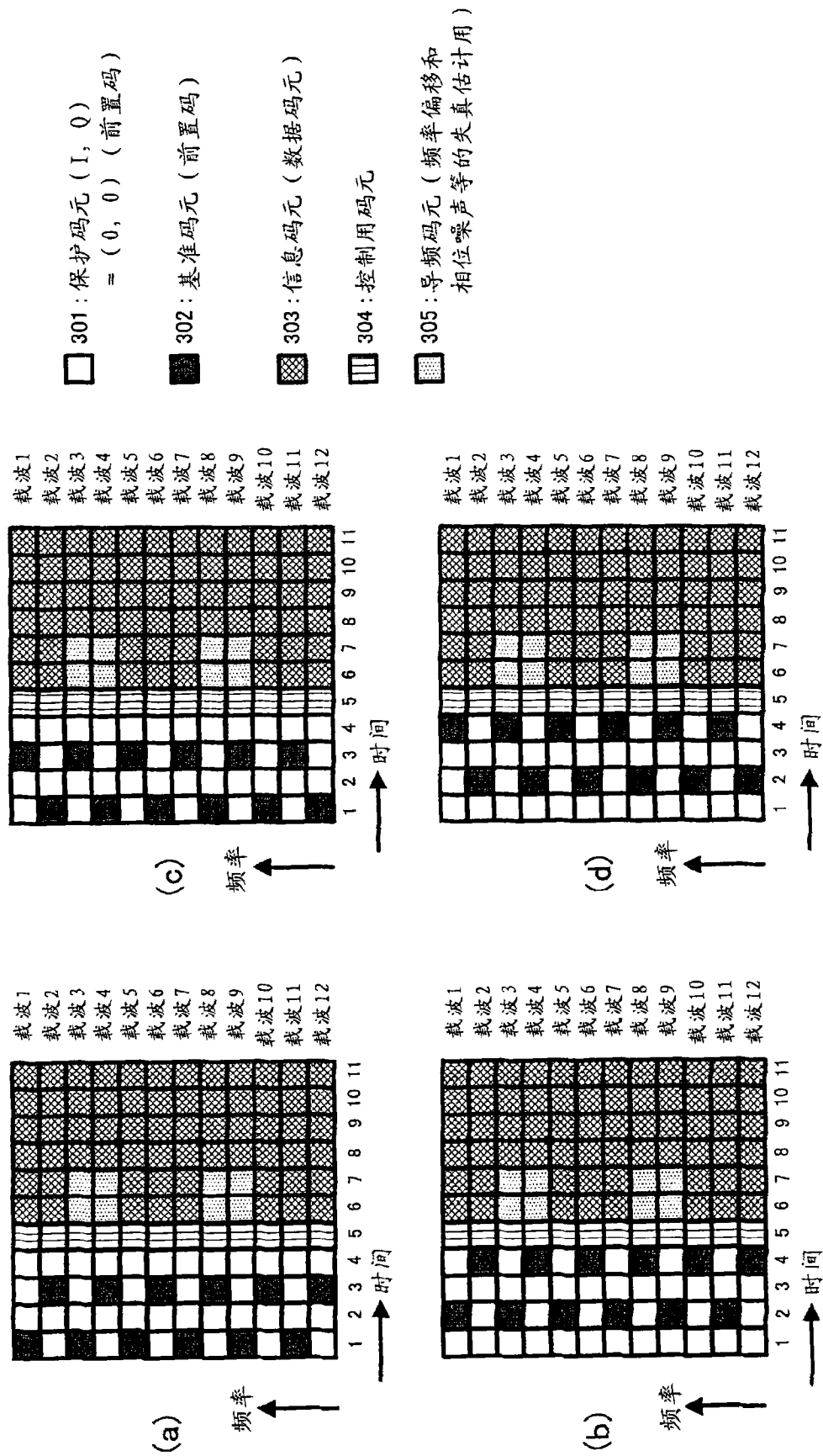


图 49