



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102546512 B

(45)授权公告日 2017. 04. 26

(21)申请号 201210014945.X

(22)申请日 2006.08.24

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 102546512 A

(43)申请公布日 2012.07.04

(30)优先权数据

243494/05 2005.08.24 JP

228337/06 2006.08.24 JP

(62)分案原申请数据

200680030825.1 2006.08.24

(73)专利权人 无线局域网一有限责任公司

地址 美国得克萨斯州

(72)发明人 村上丰 小林圣峰 折桥雅之

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 杜娟娟 张懿

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56)对比文件

US 2005152314 A1, 2005.07.14, 全文.

WO 2005050885 A1, 2005.06.02, 全文.

审查员 王刚

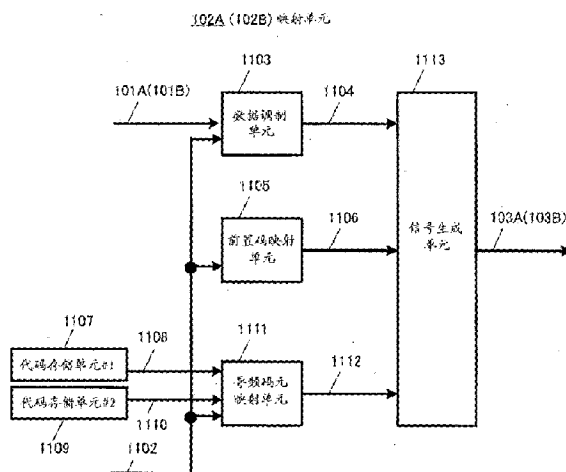
权利要求书1页 说明书33页 附图49页

(54)发明名称

正交频分复用发送装置和正交频分复用接收装置

(57)摘要

本发明提供了正交频分复用发送装置和正交频分复用接收装置,所述正交频分复用发送装置包括:映射单元,生成根据插入间隔而切换振幅的、用于估计传输路径变动的码元、和配置了具有对应于各调制方式的振幅的数据码元的信号序列;傅立叶逆变换单元,对由所述映射单元生成的信号序列进行逆变换生成OFDM码元序列;发送单元,对由所述傅立叶逆变换单元生成的OFDM码元序列进行发送。



1. OFDM发送装置,包括:

映射单元,基于帧结构生成信号序列,所述帧结构包括每个都分配到时间段和频率载波的多个码元位置,所述帧结构包括用于估计传输路径变动的码元和数据码元,其中所述用于估计传输路径变动的码元和所述数据码元的振幅取决于一个或多个调制方式以及一个或多个MIMO方式;

傅立叶逆变换单元,对由所述映射单元生成的信号序列进行傅立叶逆变换生成OFDM码元序列;

发送单元,对由所述傅立叶逆变换单元生成的OFDM码元序列进行发送。

2. 如权利要求1所述的OFDM发送装置,其中

所述用于估计传输路径变动的码元的振幅是基于变量 x 的平方根函数的,其中 x 是正整数。

3. 如权利要求1所述的OFDM发送装置,

所述映射单元输出多个信号序列,其中所述用于估计传输路径变动的码元的帧结构位置相互不同,

所述傅立叶逆变换单元对所述多个信号序列各自进行傅立叶逆变换,生成多个OFDM码元序列,

所述发送单元具有多个天线,使用所述多个天线发送所述多个OFDM码元序列。

4. OFDM接收装置,包括:

接收单元,接收OFDM码元序列;

傅立叶变换单元,对所接收的OFDM码元序列进行傅立叶变换,输出信号序列,所述信号序列基于帧结构,所述帧结构包括分配到时间段和频率载波的多个码元位置,所述帧结构包括用于估计传输路径变动的码元和数据码元,其中所述用于估计传输路径变动的码元和所述数据码元的振幅取决于一个或多个调制方式及一个或多个MIMO方式;

传输路径变动估计单元,使用所述信号序列所包含的所述用于估计传输路径变动的码元进行传输路径失真的估计,并输出所估计的失真值;

补偿单元,使用所估计的失真值对所述信号序列的失真进行补偿;

解调单元,对进行了失真补偿的所述信号序列进行解调将数据复原。

5. 如权利要求4所述的OFDM接收装置,其中,

所述用于估计传输路径变动的码元的振幅是基于变量 x 的平方根函数的,其中 x 是正整数。

6. 如权利要求4所述的OFDM接收装置,

所述接收单元具有多个天线,所接收的OFDM码元序列是多个OFDM码元序列,

所述傅立叶变换单元对所述多个OFDM码元序列各自进行傅立叶变换,生成多个信号序列,

所述传输路径变动估计单元对包含于各信号序列中与所述用于传输路径变动的估计的码元的帧结构位置对应的传输路径进行估计,输出多个所得到的估计值,

所述补偿单元使用各估计值对所述各信号序列的失真进行补偿,

所述解调单元对进行了失真补偿的所述各信号序列进行解调并复原为数据。

正交频分复用发送装置和正交频分复用接收装置

[0001] 本申请是申请日为2006年8月24日、申请号为200680030825.1、发明名称为“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”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 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

[0003] 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。

[0004] 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(iff)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。

[0005] 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。

[0006] 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。

[0007] 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。

[0008] 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。

[0009] 另外,关于无线LAN的方式,记载于非专利文献1。

[0010] 【非专利文献1】High speed physical layer (PHY) in 5GHz band”IEEE802.11a, 1999年

发明内容

[0011] 发明所要解决的课题

[0012] 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。

[0013] 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,则可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。

[0014] 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。

[0015] 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。

[0016] 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。

[0017] 本发明的OFDM发送装置,包括:映射单元,生成根据插入间隔而切换振幅的、用于估计传输路径变动的码元、和配置了具有对应于各调制方式的振幅的数据码元的信号序列;傅立叶逆变换单元,对由所述映射单元生成的信号序列进行逆变换生成OFDM码元序列;发送单元,对由所述傅立叶逆变换单元生成的OFDM码元序列进行发送。

[0018] 本发明的OFDM接收装置,包括:接收单元,接收根据插入间隔而切换振幅的、用于估计传输路径变动的码元、和配置了具有对应于各调制方式的振幅的数据码元的信号序列;傅立叶变换单元,对所接收的OFDM码元序列进行傅立叶变换,输出信号序列;传输路径变动估计单元,使用用于进行所述信号序列所包含的所述用于估计传输路径变动的码元进行传输路径失真的估计,并输出所得到的失真值;补偿单元,使用所述估计值对所述信号序列的失真进行补偿;解调单元,对进行了失真补偿的所述信号序列进行解调将数据复原。

[0019] 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,从而形成导频载波。

[0020] 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,从而形成导频载波,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。

[0021] 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,以便在所述相同载波的第一和第二天线间,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。

[0022] 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。

[0023] 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。

[0024] 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。

[0025] 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。

[0026] 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,该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,从而形成导频载波。

[0027] 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。

[0028] 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。

[0029] 发明的效果

[0030] 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

[0031] 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

的图。

[0032] 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。

[0033] 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。

[0034] 图3B是表示实施方式1的发送和接收天线的关系的图。

[0035] 图4是表示通过实施方式1的各个天线发送的信号帧结构的图,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。

[0036] 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。

[0037] 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。

[0038] 图7是表示频率偏移和相位噪声补偿单元的结构方框图。

[0039] 图8是用来说明实施方式1的前置码的信号点配置的图。

[0040] 图9是表示传输路径变动估计单元的结构方框图。

[0041] 图10是用来说明实施方式1的前置码的信号点配置的图。

[0042] 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。

[0043] 图12是用来说明实施方式1的前置码的信号点配置的图。

[0044] 图13是表示本发明的实施方式的映射单元的结构方框图。

[0045] 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。

[0046] 图15是表示实施方式2的MIMO-OFDM接收装置的结构方框图。

[0047] 图16是表示实施方式2的发送和接收天线的关系的图。

[0048] 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。

[0049] 图18是用来说明实施方式2的前置码的信号点配置的图。

[0050] 图19是用来说明实施方式2的前置码的信号点配置的图。

[0051] 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。

[0052] 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。

[0053] 图22是用来说明实施方式3的前置码的信号点配置的图。

[0054] 图23是用来说明实施方式3的前置码的信号点配置的图。

[0055] 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。

[0056] 图25是用来说明实施方式4的前置码的结构一例的图。

[0057] 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。

[0058] 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。

[0059] 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。

[0060] 图29是表示实施方式5的MIMO-OFDM发送装置的结构方框图。

[0061] 图30是表示实施方式5的映射单元的结构方框图。

- [0062] 图31是表示实施方式5的映射单元的其它结构的例子的方框图。
- [0063] 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。
- [0064] 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。
- [0065] 图34是表示实施方式5的其它的帧结构的例子的图,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。
- [0066] 图35是表示实施方式5的其它的帧结构的例子的图,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。
- [0067] 图36是表示实施方式5的其它的帧结构的例子的图,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。
- [0068] 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。
- [0069] 图38是表示实施方式6的映射单元的结构方框图。
- [0070] 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。
- [0071] 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。
- [0072] 图41是表示实施方式7的MIMO-OFDM发送装置的结构方框图。
- [0073] 图42是表示实施方式7的映射单元的结构方框图。
- [0074] 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。
- [0075] 图44是表示实施方式8的MIMO-OFDM发送装置的结构方框图。
- [0076] 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。
- [0077] 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。
- [0078] 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。
- [0079] 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。
- [0080] 图49是表示实施方式8的其它的帧结构的例子的图,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

- [0081] 以下,有关本发明的实施方式,参照附图详细地进行说明。
- [0082] (实施方式1)
- [0083] 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。
- [0084] 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。
- [0085] 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。

[0086] 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。

[0087] 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。

[0088] 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。

[0089] 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。

[0090] 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。

[0091] 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。

[0092] 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。

[0093] 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。

[0094] 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。

[0095] 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。

[0096] 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。

[0097] 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。

[0098] 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。

[0099] 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。

[0100] 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。

$$[0101] \quad \begin{pmatrix} R_1(t) \\ R_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{pmatrix} \cdot \cdot \cdot (1)$$

[0102] 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。

[0103] 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。

[0104] 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。

[0105] 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。

[0106] 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。

[0107] 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。

[0108] 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。

[0109] 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。

[0110] 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。

[0111] 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。

[0112] 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)。

[0113] 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。

[0114] 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)。

[0115] 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。

[0116] 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。

[0117] 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。

[0118] 这里,首先利用图3A和图7详细说明正交的优点。

[0119] 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。

[0120] 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。

[0121] 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。

[0122] 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。

[0123] 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。

[0124] 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。

[0125] 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。

[0126] 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。

[0127] 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。

[0128] 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。

[0129] 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。

[0130] 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。

[0131] 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。

[0132] 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。

[0133] 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。

[0134] 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。

[0135] 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。

[0136] 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。

[0137] 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。

[0138] 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。

[0139] 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。

[0140] 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。

[0141] 在载波3到载波12的信号提取单元也进行同样的动作。

[0142] 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)。

[0143] 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。

[0144] 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。

[0145] 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)。

[0146] 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。

[0147] 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。

[0148] 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。

[0149] 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。

[0150] 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。

[0151] 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。

[0152] 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。

[0153] 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。

[0154] 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。 $1.414 \approx \sqrt{2}$ 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。

[0155] 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)。

[0156] 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。

[0157] 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。

[0158] 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。

[0159] 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。

[0160] 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。

[0161] 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。

[0162] 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。

[0163] 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。

[0164] 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。

[0165] (实施方式2)

[0166] 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。

[0167] 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。

[0168] 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。

[0169] 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。

$$[0170] \begin{pmatrix} R_1(t) \\ R_2(t) \\ R_3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & h_{13}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & h_{23}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) & h_{33}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \\ T_{xc}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \end{pmatrix} \quad (2)$$

[0171] 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。

[0172] 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。

[0173] 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。

[0174] 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。

[0175] 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 $(1.732 \div \sqrt{3}, 0)$ 或者为 $(-1.732 \div -\sqrt{3}, 0)$ 。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。

[0176] 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。

[0177] 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。

[0178] 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 $1.225 \div \sqrt{3} / \sqrt{2}$ 求出的值。

[0179] 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 $1.732 \div \sqrt{3}$ 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。 $1.732 \div \sqrt{3}$ 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。

[0180] 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)。

[0181] 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。

[0182] 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。

[0183] (实施方式3)

[0184] 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。

[0185] 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。

[0186] 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。

[0187] 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。

[0188] 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。

[0189] 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。

[0190] 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。

[0191] 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。

[0192] 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。

[0193] 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。

[0194] 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。

[0195] 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。

[0196] 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。

[0197] 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。

[0198] 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。

[0199] 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。

[0200] 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。

[0201] 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。

[0202] (实施方式4)

[0203] 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。

[0204] 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。

[0205] 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。

[0206] 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的傅立叶逆变换器106之后,进行特殊的信号处理。

[0207] 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)。

[0208] 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。

[0209] 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。

[0210] 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($(I, Q) = (0, 0)$)。

[0211] 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。

[0212] 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。

[0213] 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。

[0214] 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。

[0215] (实施方式5)

[0216] 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。

[0217] 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。

[0218] 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)。

[0219] 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。

[0220] 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28的(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。

[0221] 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。

[0222] 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。

[0223] 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。

[0224] 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。

[0225] 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。

[0226] 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。

[0227] 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。

[0228] 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。

[0229] 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。

[0230] 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。

[0231] 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。

[0232] 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。

[0233] 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。

[0234] 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。

[0235] 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。

[0236] 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。

[0237] 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。

[0238] 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。

[0239] 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。

[0240] 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。

[0241] 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。

[0242] 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。

[0243] 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。

[0244] 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。

[0245] 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。

[0246] 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。

[0247] 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。

[0248] 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。

[0249] 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。

[0250] 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。

[0251] 在图34将导频码元305配置在特定的载波的特定的时间。

[0252] 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。

[0253] 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。

[0254] 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。

[0255] 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。

[0256] 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。

[0257] 本实施方式的导频码元305的构成方法的重要方面如下述。

[0258] ●相同载波的信道A、信道B和信道C的导频信号正交

[0259] ●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

[0260] ●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)

[0261] 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。

[0262] 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。

[0263] (实施方式6)

[0264] 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。

[0265] 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。

[0266] 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。

[0267] 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。

[0268] 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。

[0269] 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。

[0270] 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。

[0271] 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。

[0272] 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。

[0273] 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。

[0274] 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。

[0275] 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。

[0276] 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。

[0277] 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。

[0278] 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。

[0279] 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。

[0280] 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。

[0281] 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。

[0282] 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。

[0283] 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。

[0284] 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。

[0285] 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。

[0286] 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。

[0287] 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。

[0288] 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。

[0289] 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。

[0290] 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。

[0291] 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。

[0292] 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)。

[0293] 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。

[0294] 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)。

[0295] 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。

[0296] 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。

[0297] 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。

[0298] 这里,首先利用图3A和图37详细说明正交的优点。

[0299] 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。

[0300] 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。

[0301] 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。

[0302] 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。

[0303] 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。

[0304] 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。

[0305] 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。

[0306] 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。

[0307] 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。

[0308] 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。

[0309] 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。

[0310] 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。

[0311] 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。

[0312] 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。

[0313] 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。

[0314] 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。

[0315] 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。

[0316] 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。

[0317] 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。

[0318] 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。

[0319] 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。

[0320] 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。

[0321] ●相同载波的信道A和信道B的导频信号正交

[0322] ●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

[0323] ●在各个信道(信道A和信道B)使用相同序列

[0324] 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。

[0325] 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。

[0326] 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。

[0327] (实施方式7)

[0328] 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。

[0329] 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。

[0330] 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)。

[0331] 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。

[0332] 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。

[0333] 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。

[0334] 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。

[0335] 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。

[0336] 图42表示图41的映射单元2802的详细结构的一例。

[0337] 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。

[0338] 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。

[0339] 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。

[0340] 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。

[0341] 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。

[0342] 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。

[0343] 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。

[0344] 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。

[0345] 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。

[0346] 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。

[0347] 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。

[0348] 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。

[0349] 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。

[0350] 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。

[0351] 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。

[0352] 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。

[0353] 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。

[0354] 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。

[0355] 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。

[0356] 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。

[0357] 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。

[0358] 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。

[0359] 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。

[0360] ●相同载波的信道A和信道B的导频信号正交

[0361] ●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

[0362] ●在各个信道(信道A和信道B)使用相同序列

[0363] 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。

[0364] 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。

[0365] 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。

[0366] (实施方式8)

[0367] 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。

[0368] 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。

[0369] 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。

[0370] 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。

[0371] 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。

[0372] 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。

[0373] 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。

[0374] 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。

[0375] 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。

[0376] 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。

[0377] 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。

[0378] (其它的实施方式)

[0379] 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。

[0380] 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。

[0381] 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。

[0382] 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。

[0383] 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。

[0384] 工业实用性

[0385] 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。

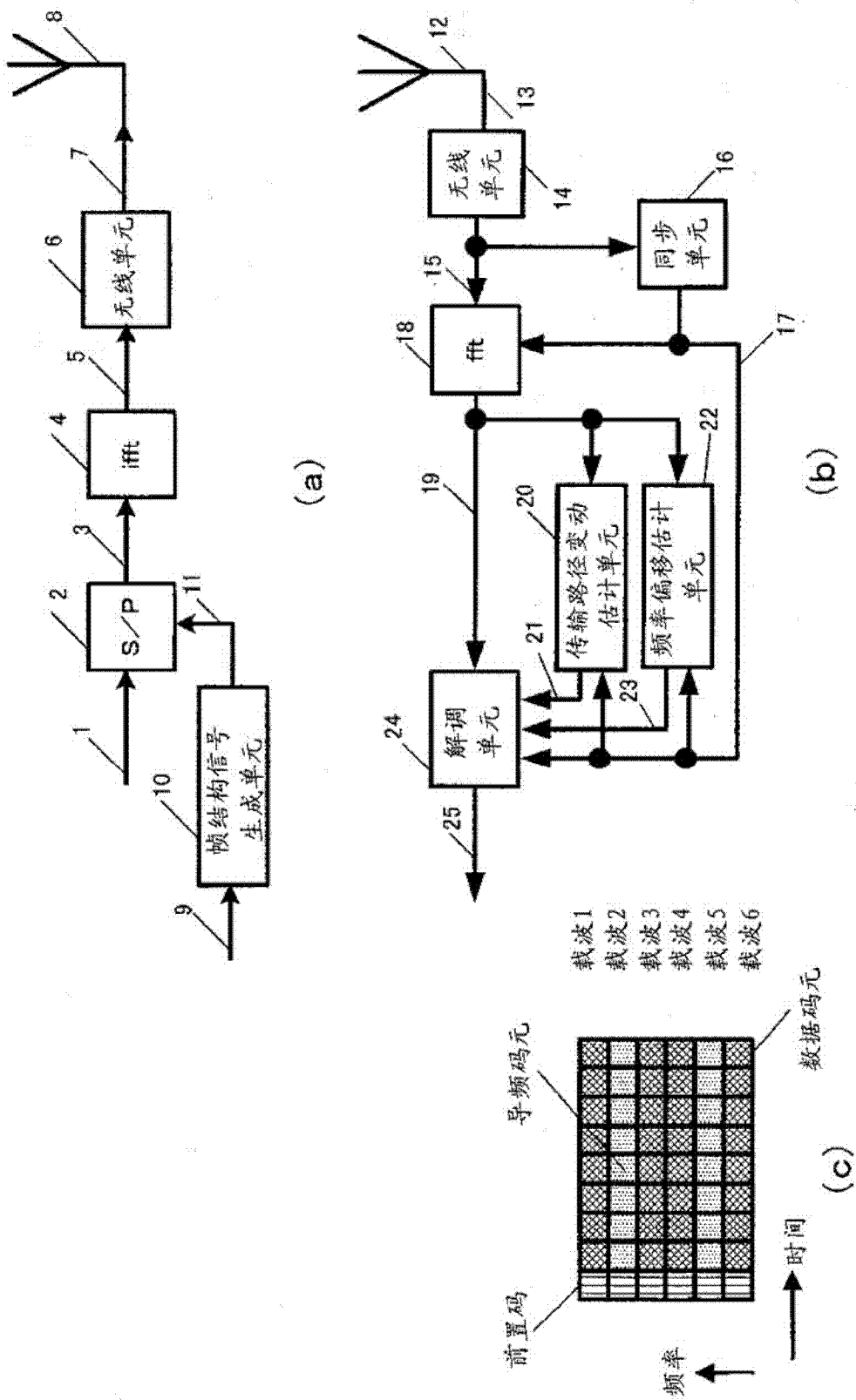


图1

100 MIMO-OFDM发送装置

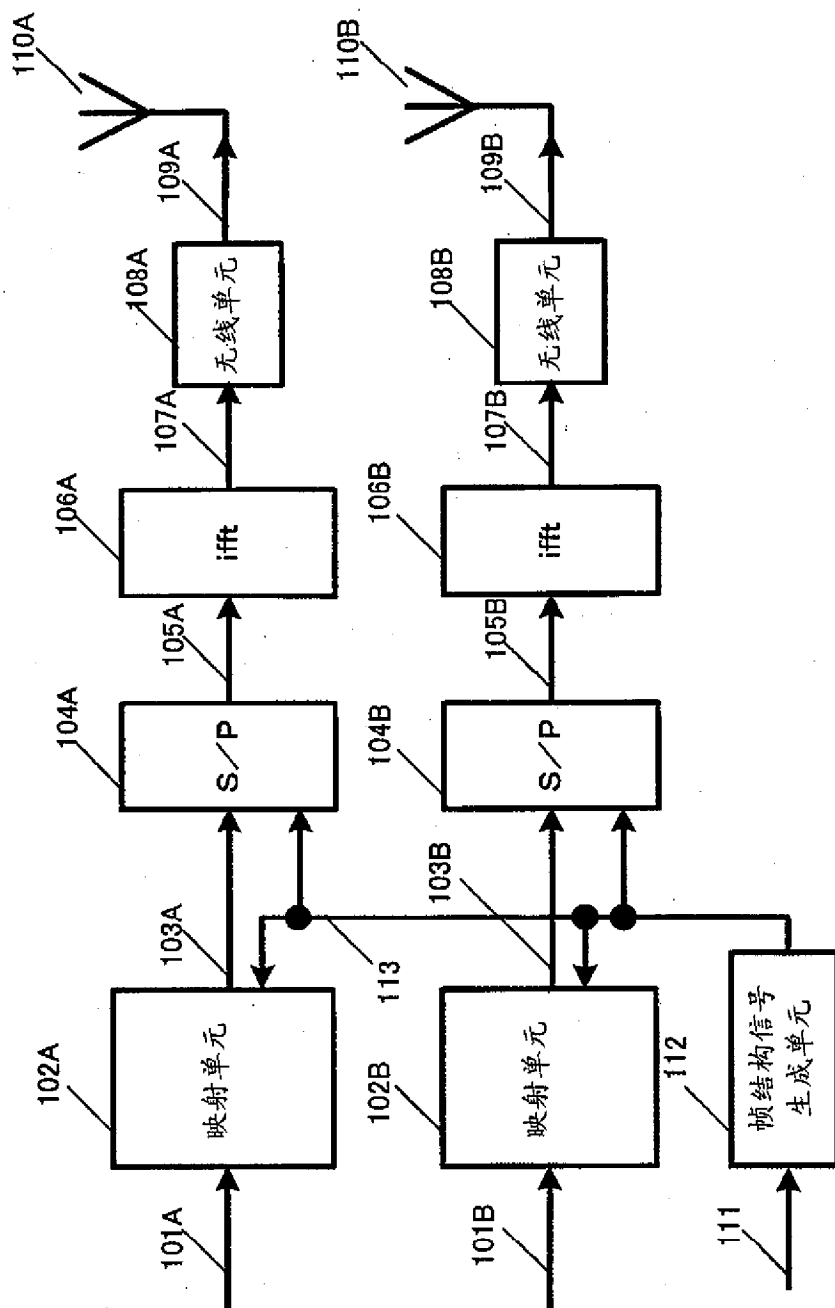


图2

200 MIMO-OFDM接收裝置

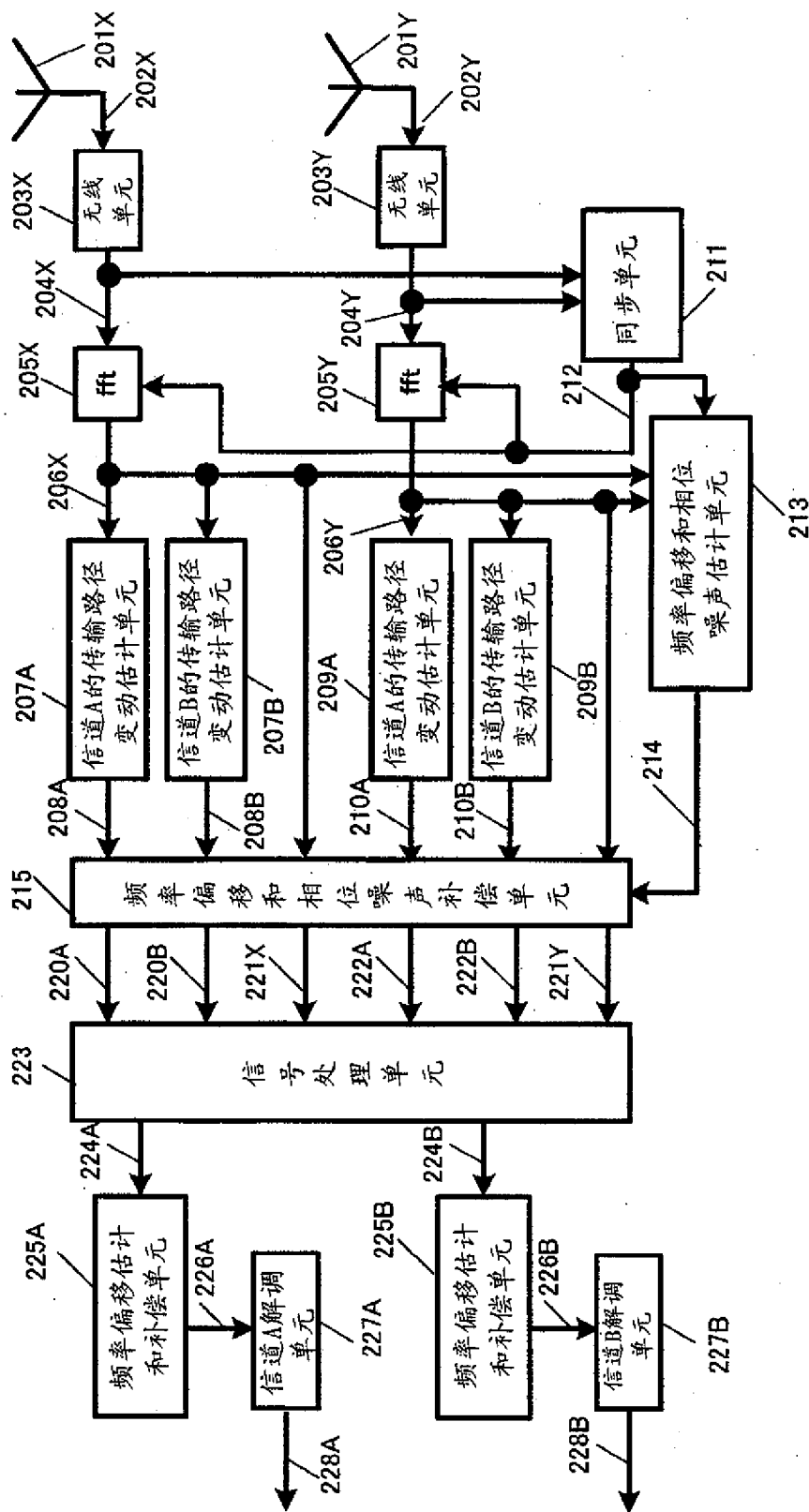


图3A

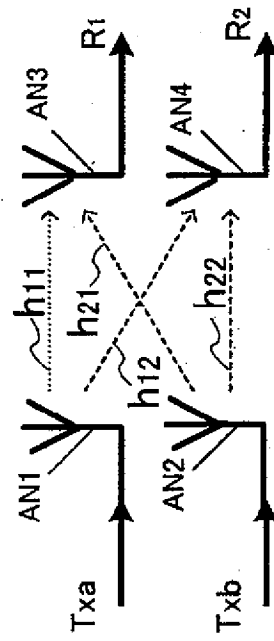


图3B

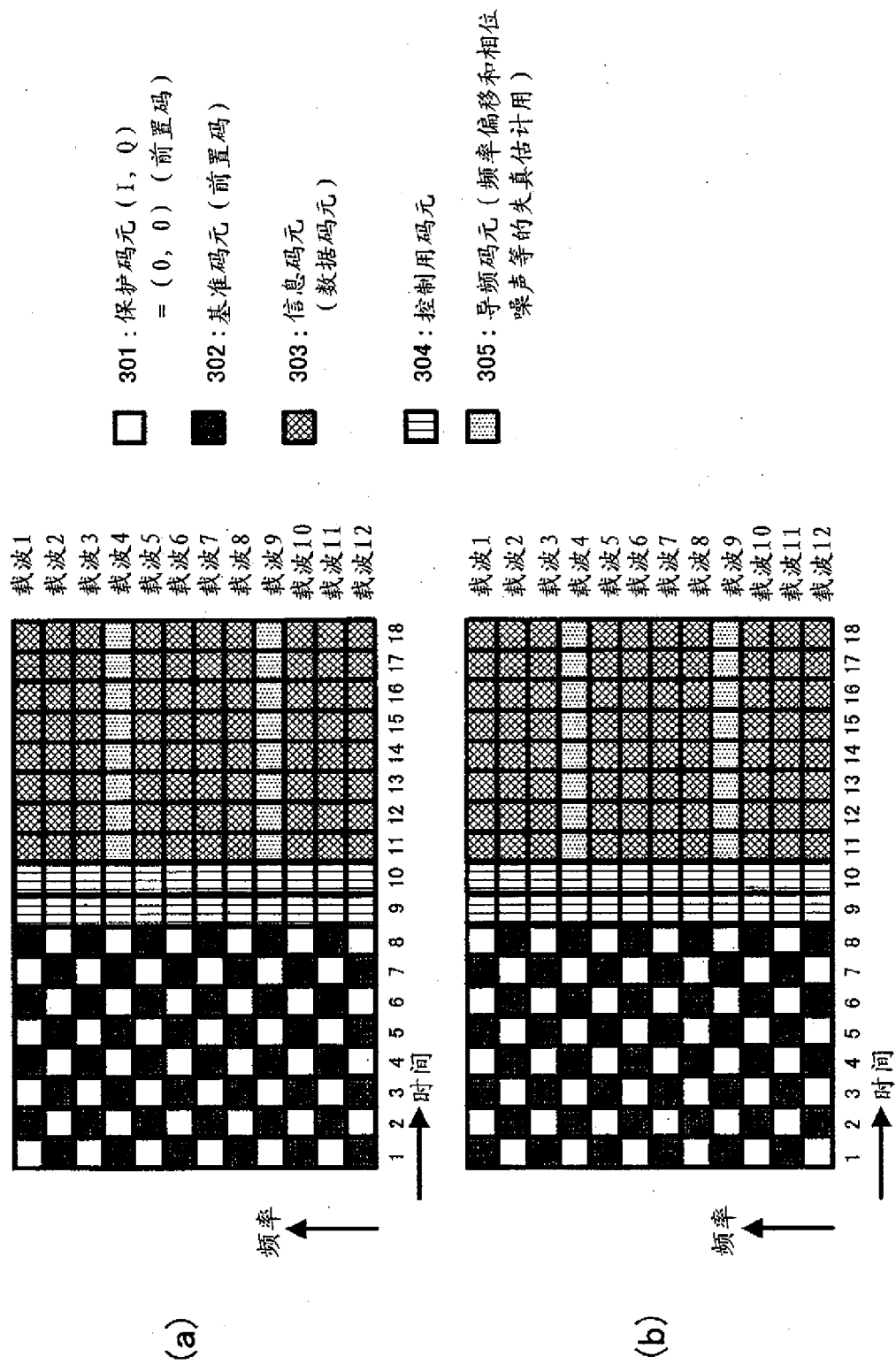


图4

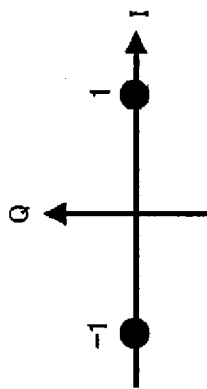


图5A

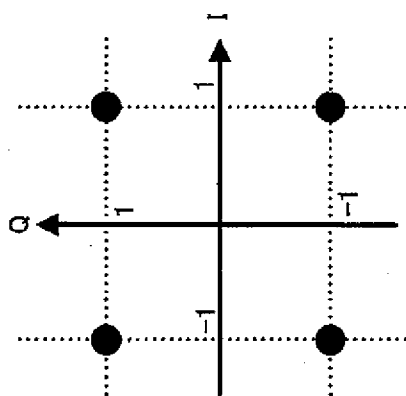


图5B

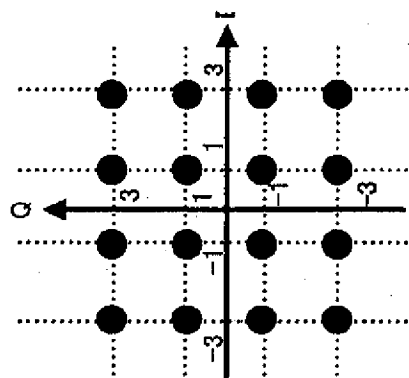


图5C

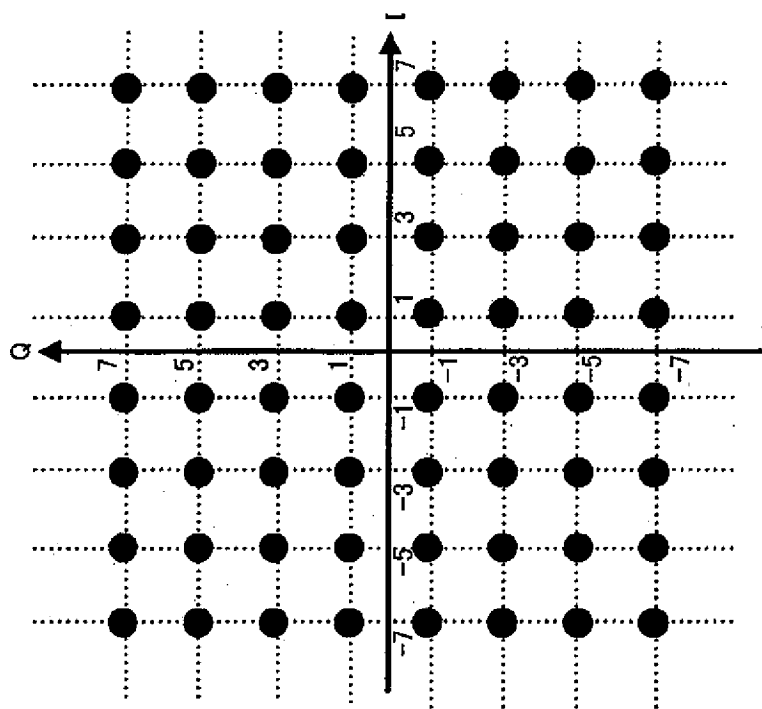


图5D

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

图5E

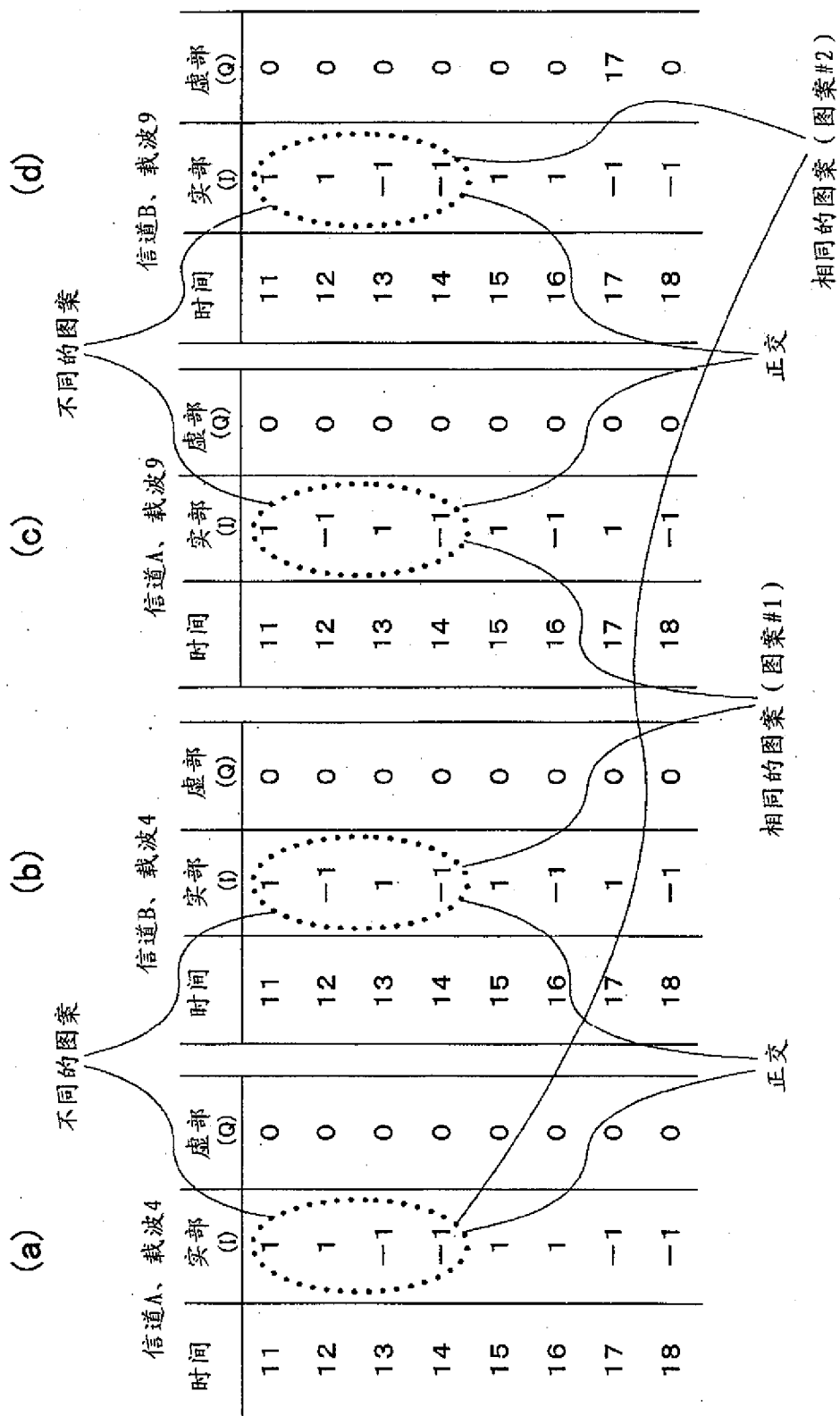


图6

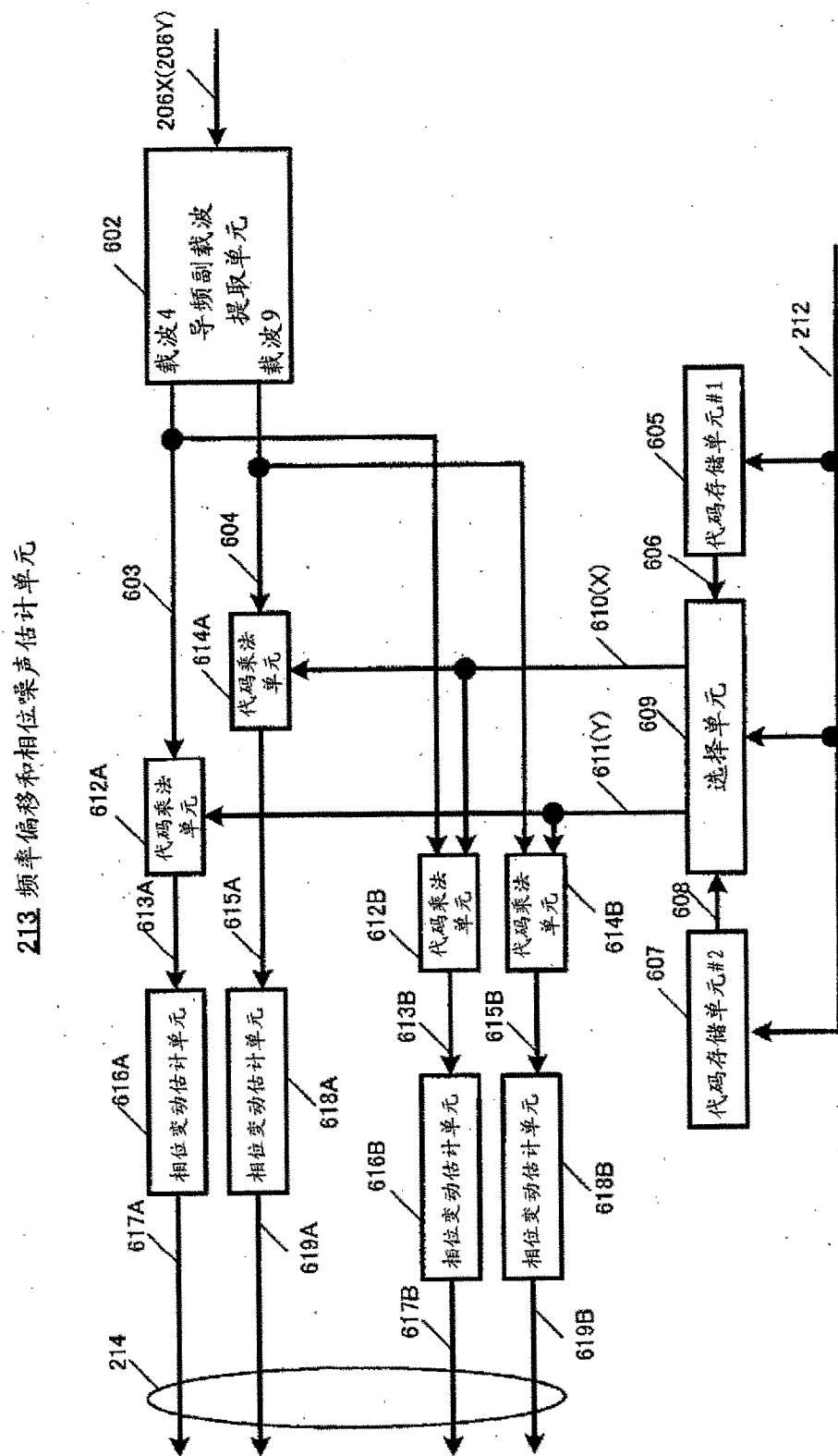


图7

(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	0	2	-1	0	2	-1	0	2	1	0
3	0	0	3	0	0	3	0	0	3	0	0
4	-1	0	4	1	0	4	1	0	4	-1	0
5	0	0	5	0	0	5	0	0	5	0	0
6	1	0	6	-1	0	6	-1	0	6	1	0
7	0	0	7	0	0	7	0	0	7	0	0
8	1	0	8	-1	0	8	-1	0	8	1	0
9	0	0	9	0	0	9	0	0	9	0	0
10	-1	0	10	1	0	10	1	0	10	-1	0
11	0	0	11	0	0	11	0	0	11	0	0
12	-1	0	12	1	0	12	1	0	12	-1	0

由时间轴方向的四码元形成
的信号都为相同的图案

图8

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

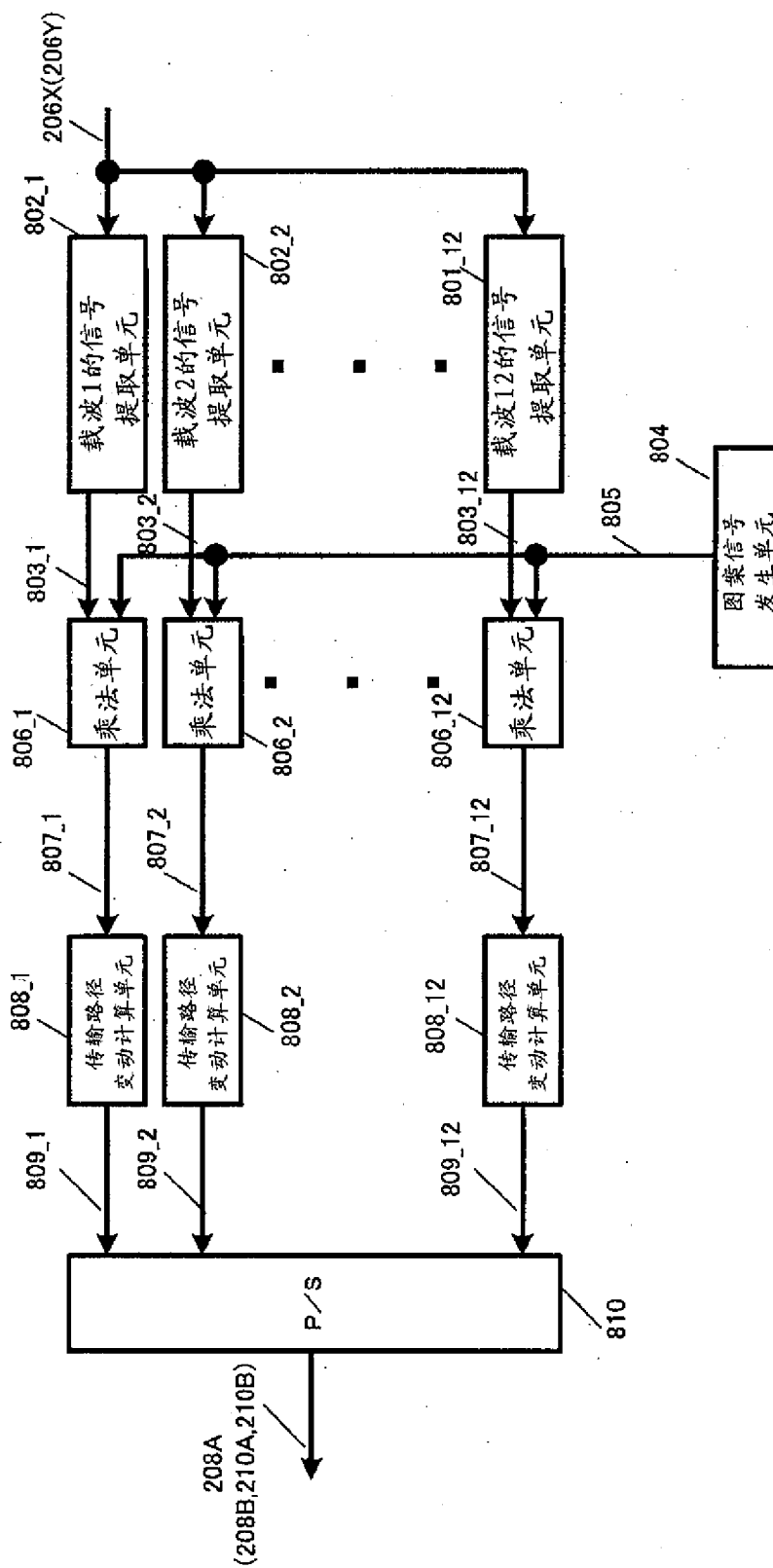


图9

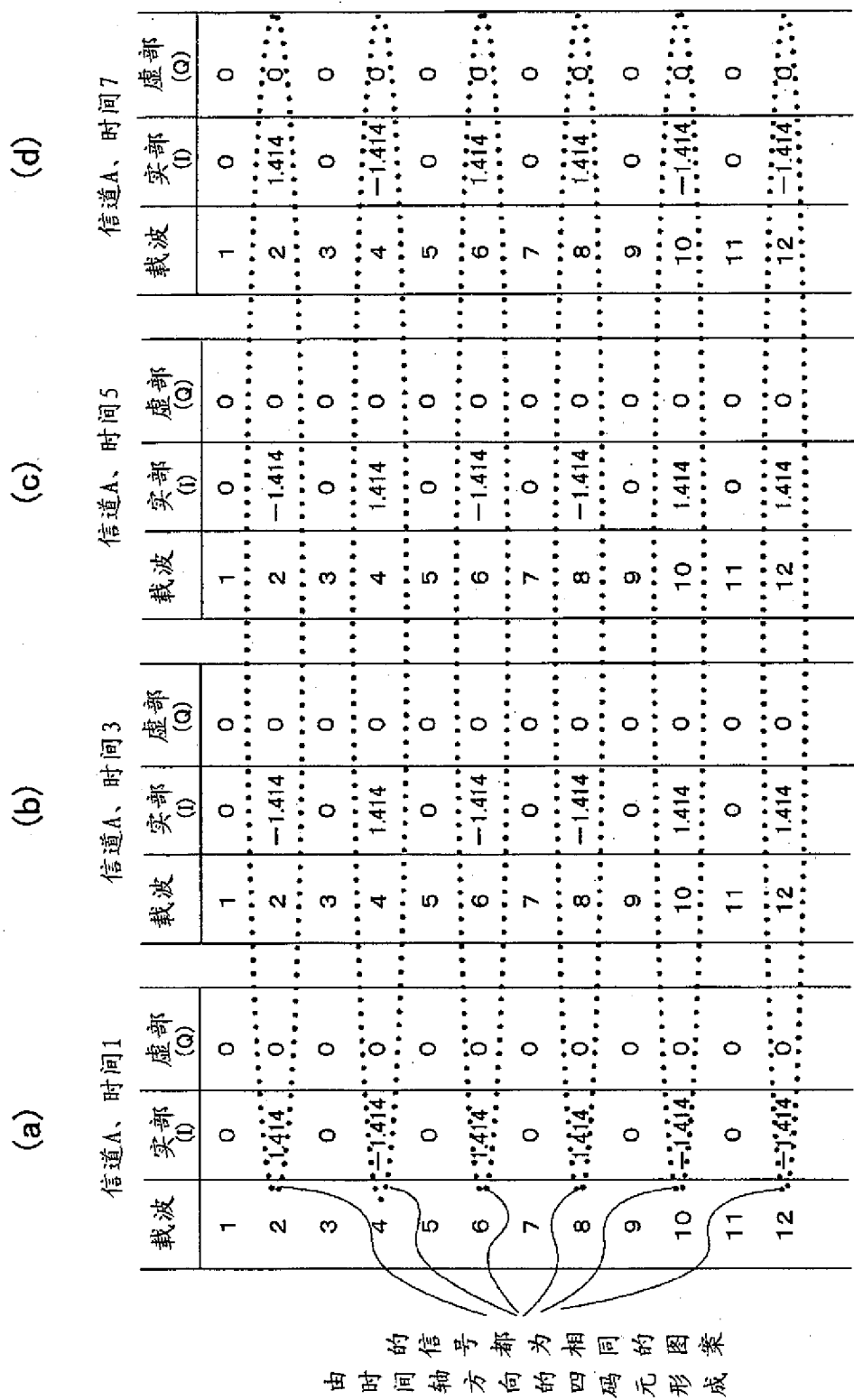


图10

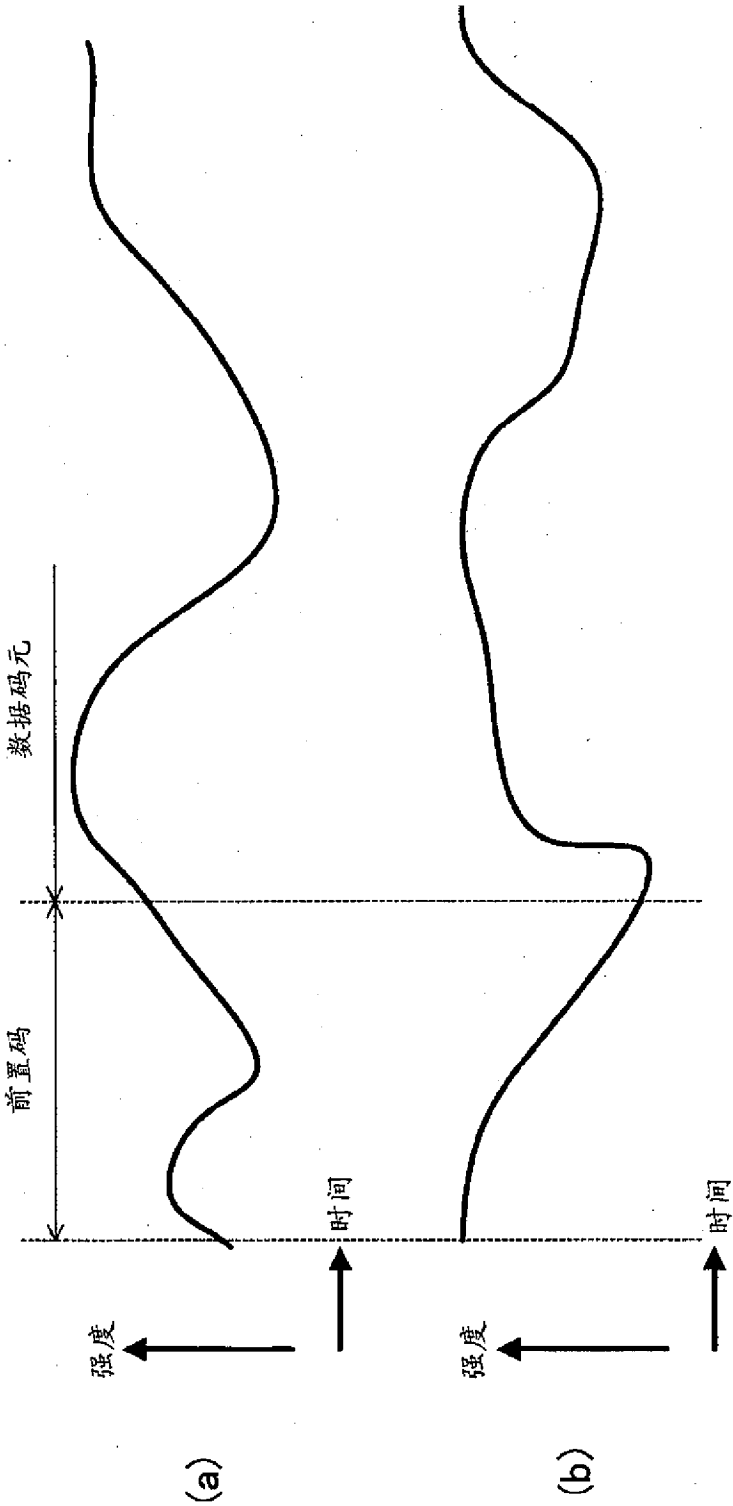


图11

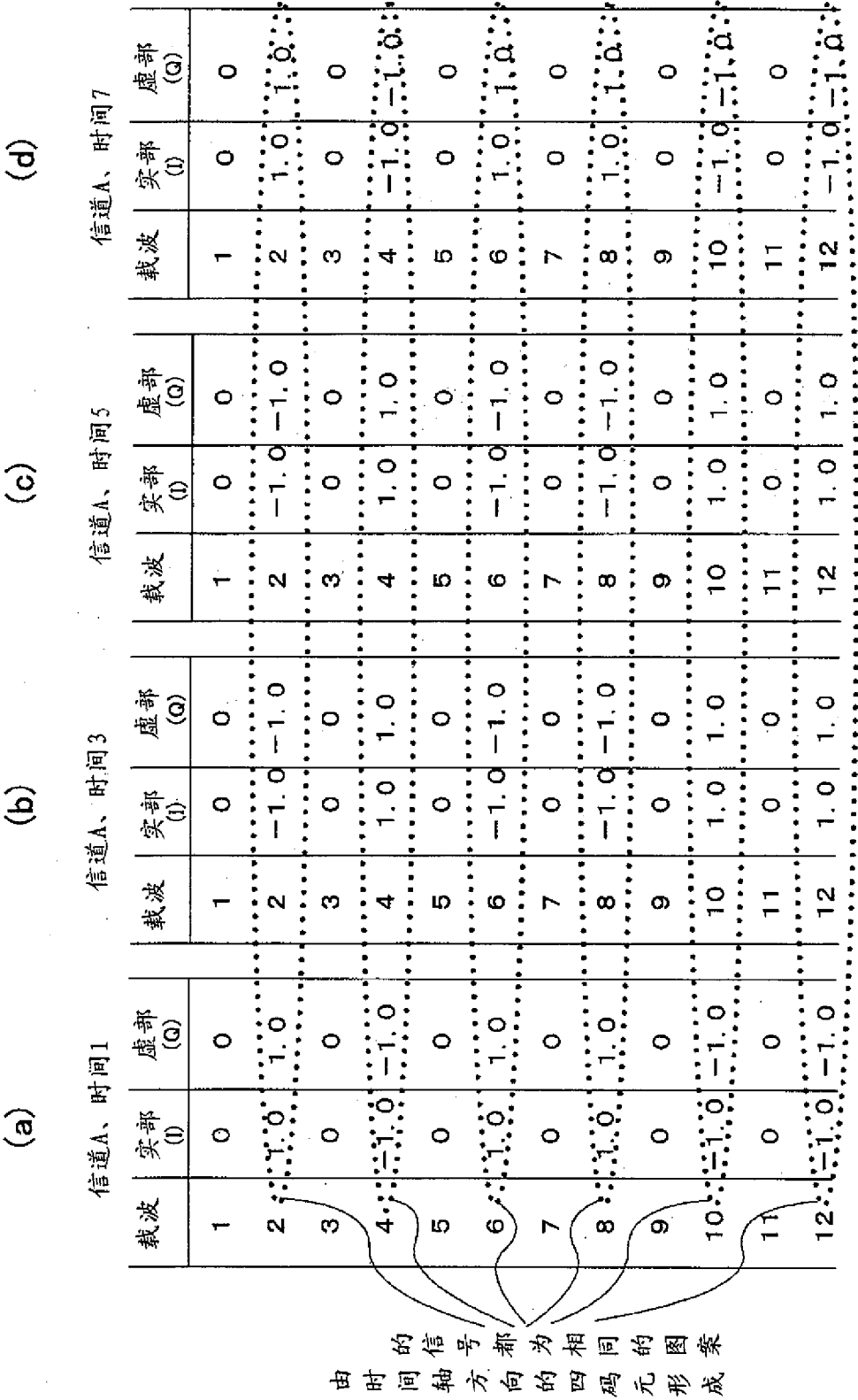


图12

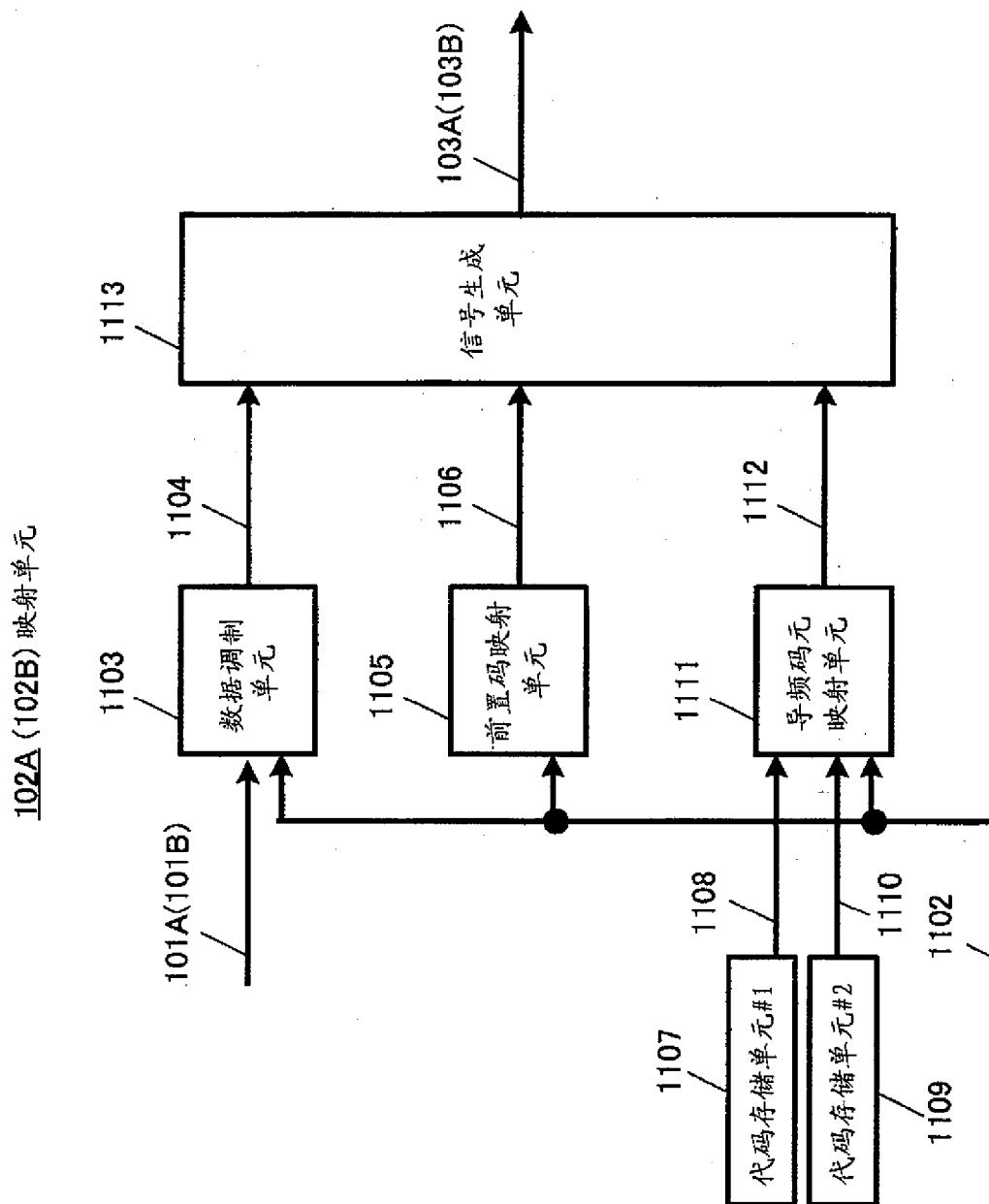


图13

1200 MIMO-OFDM 发送装置

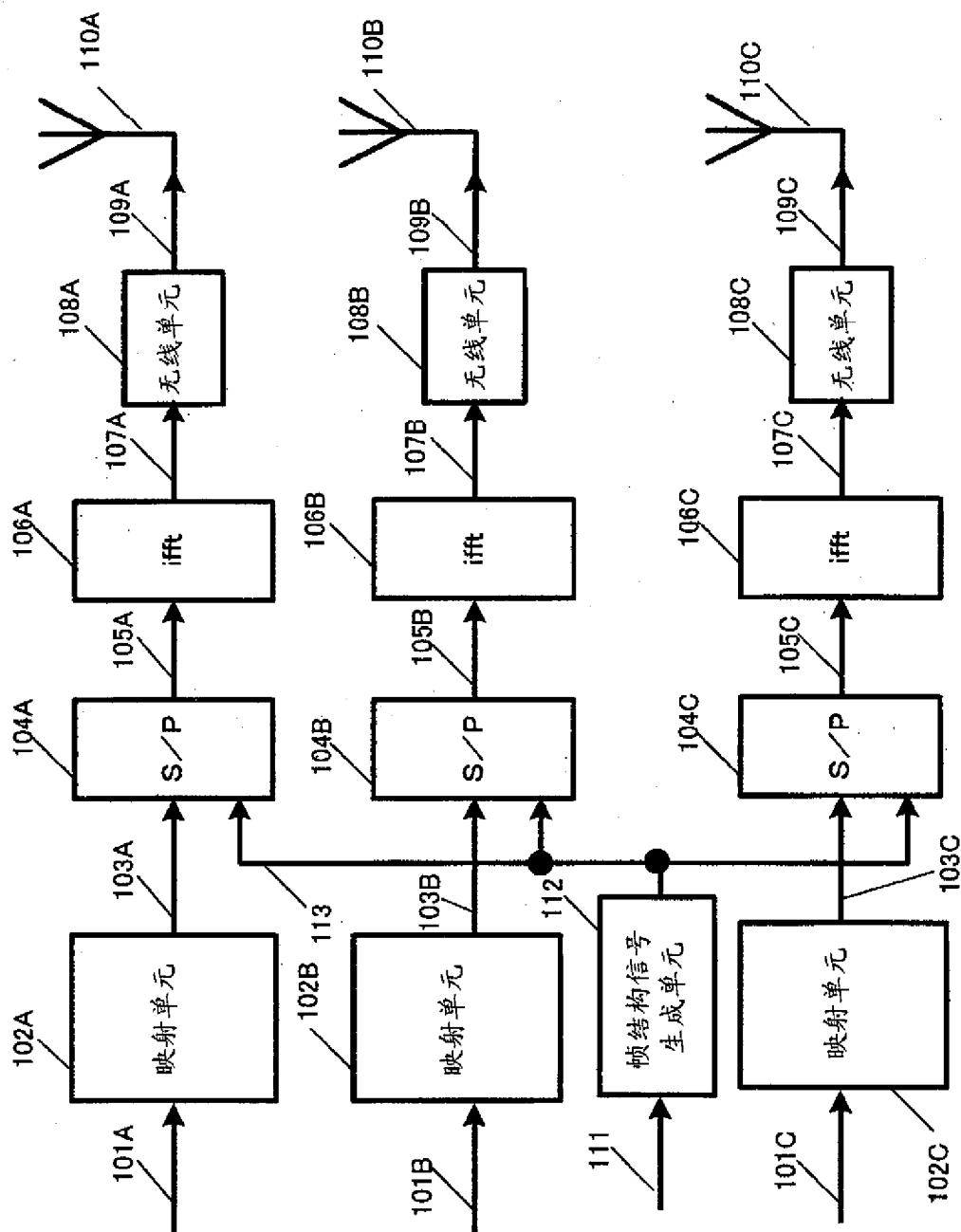


图14

1300 MIMO-OFDM 接收装置

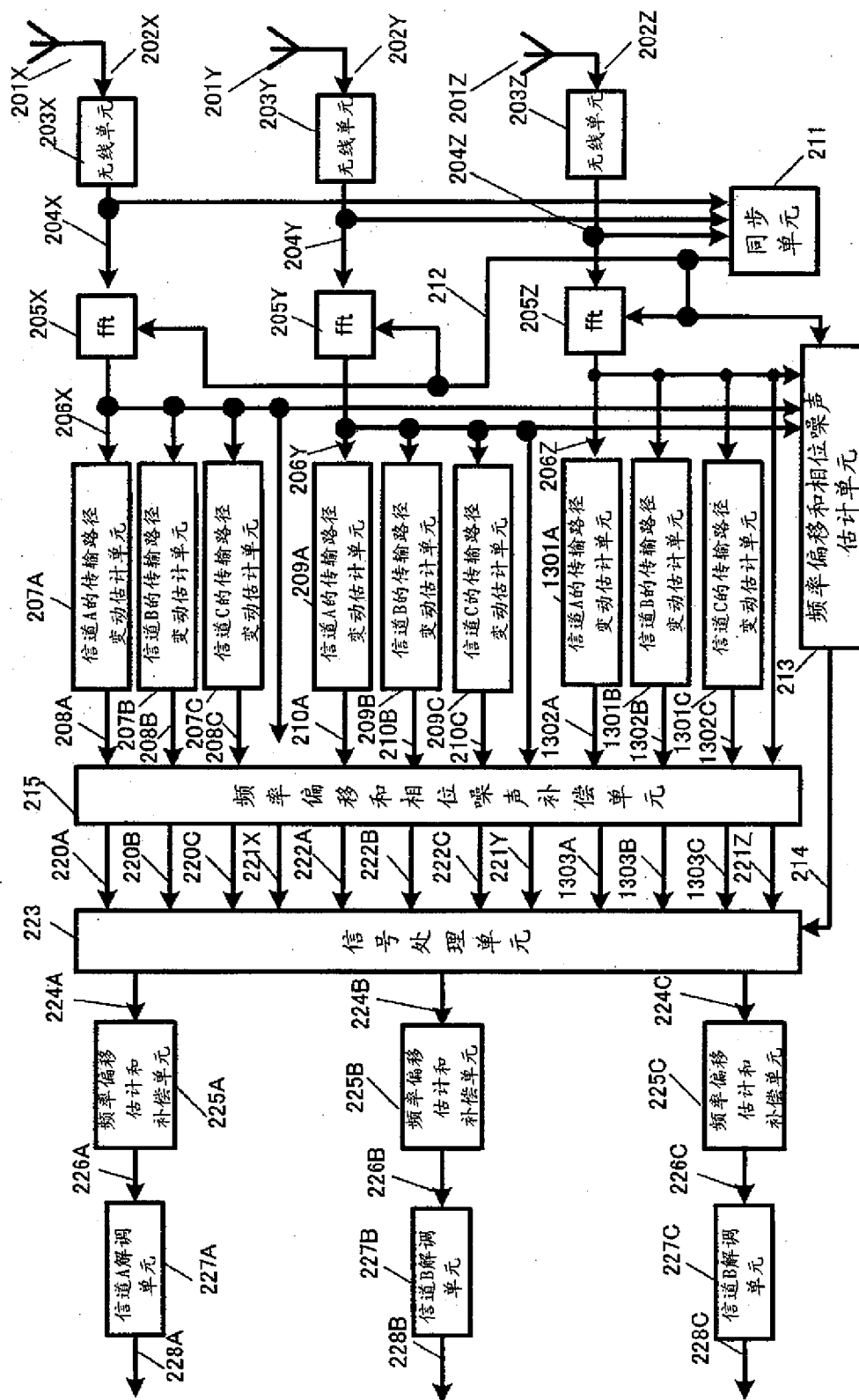


图15

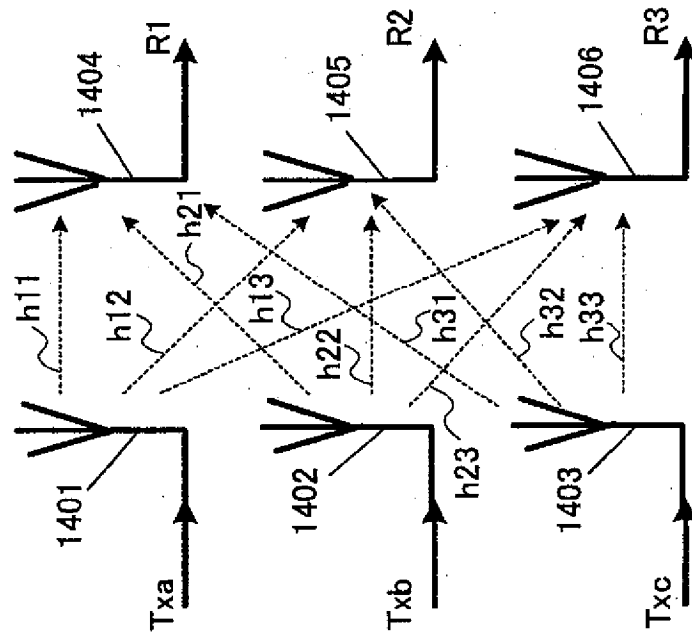


图16

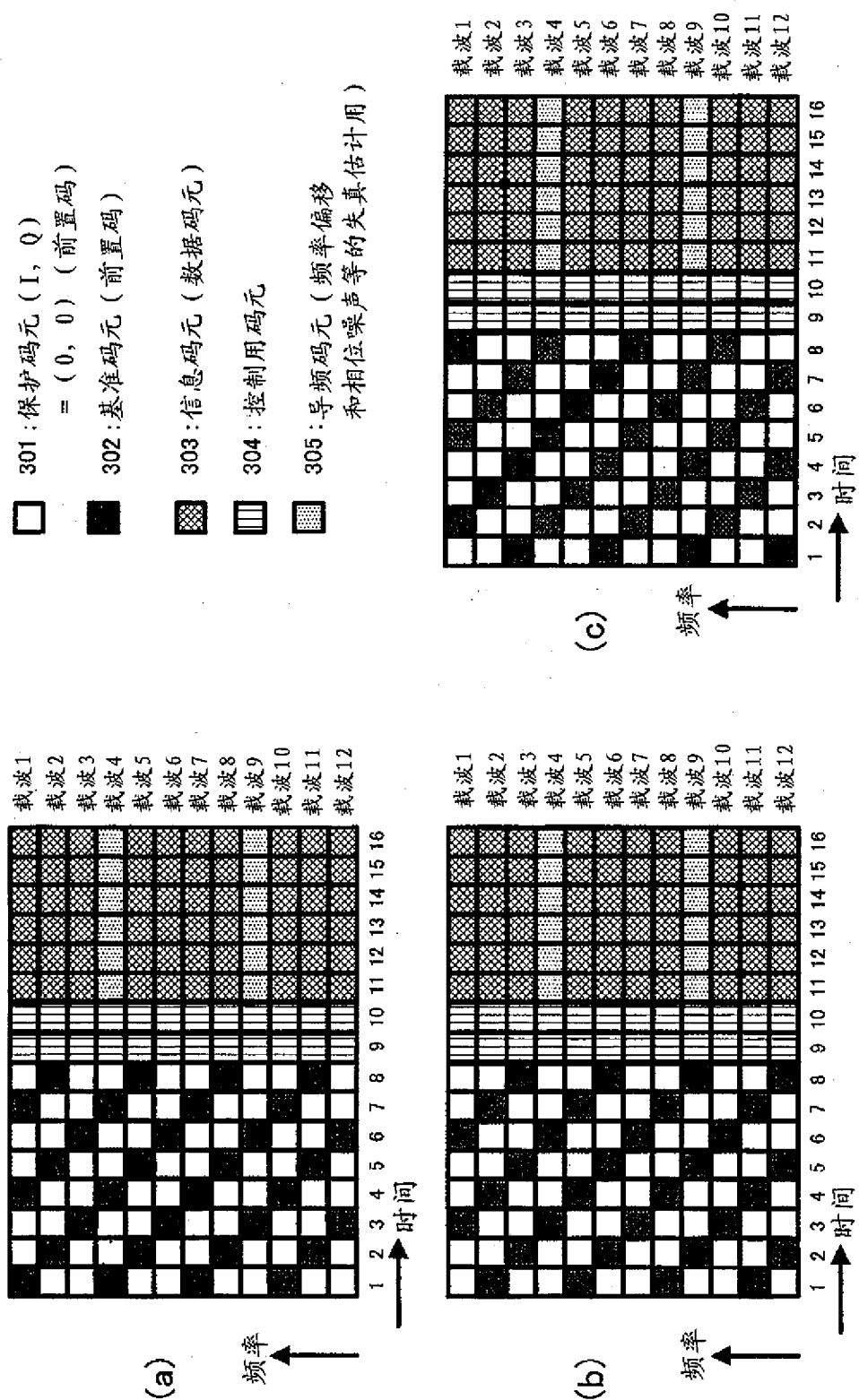


图17

(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

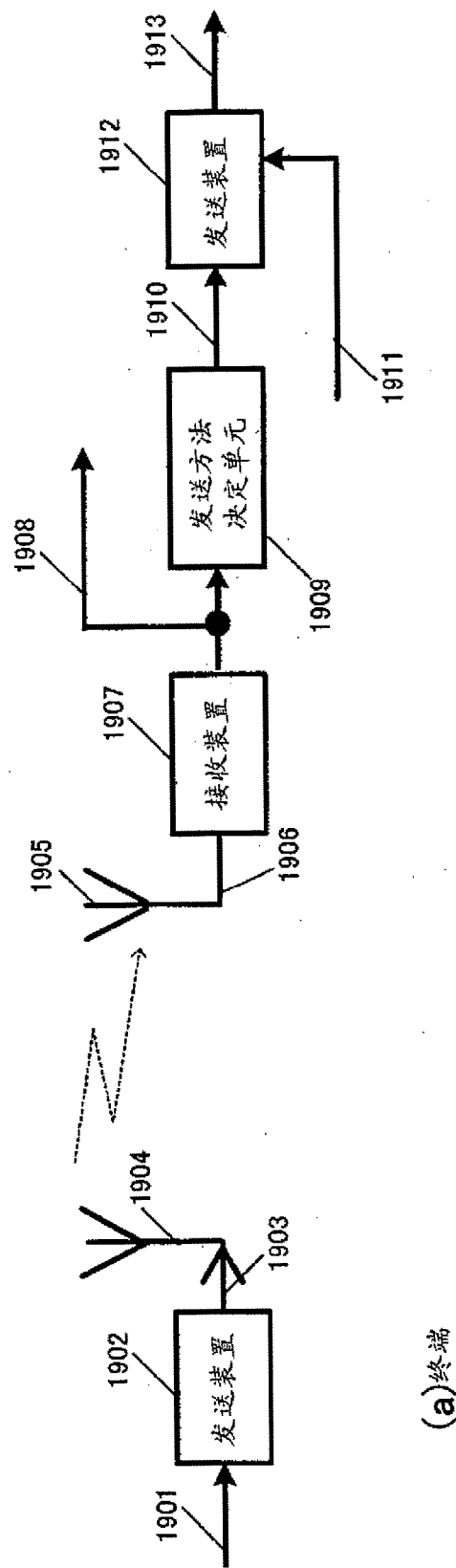


图20

(b)接入点 (AP)

(a)终端

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

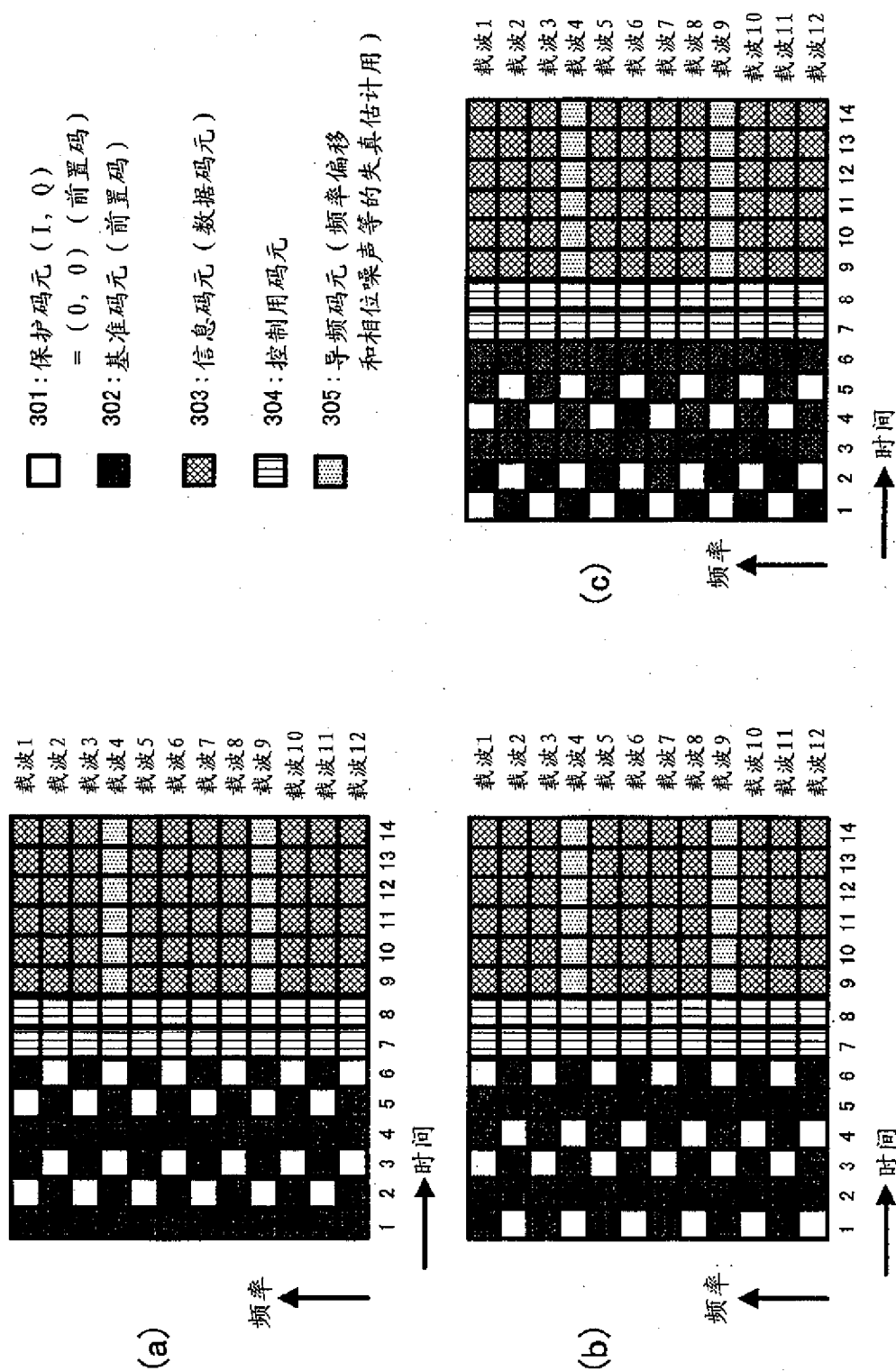


图24

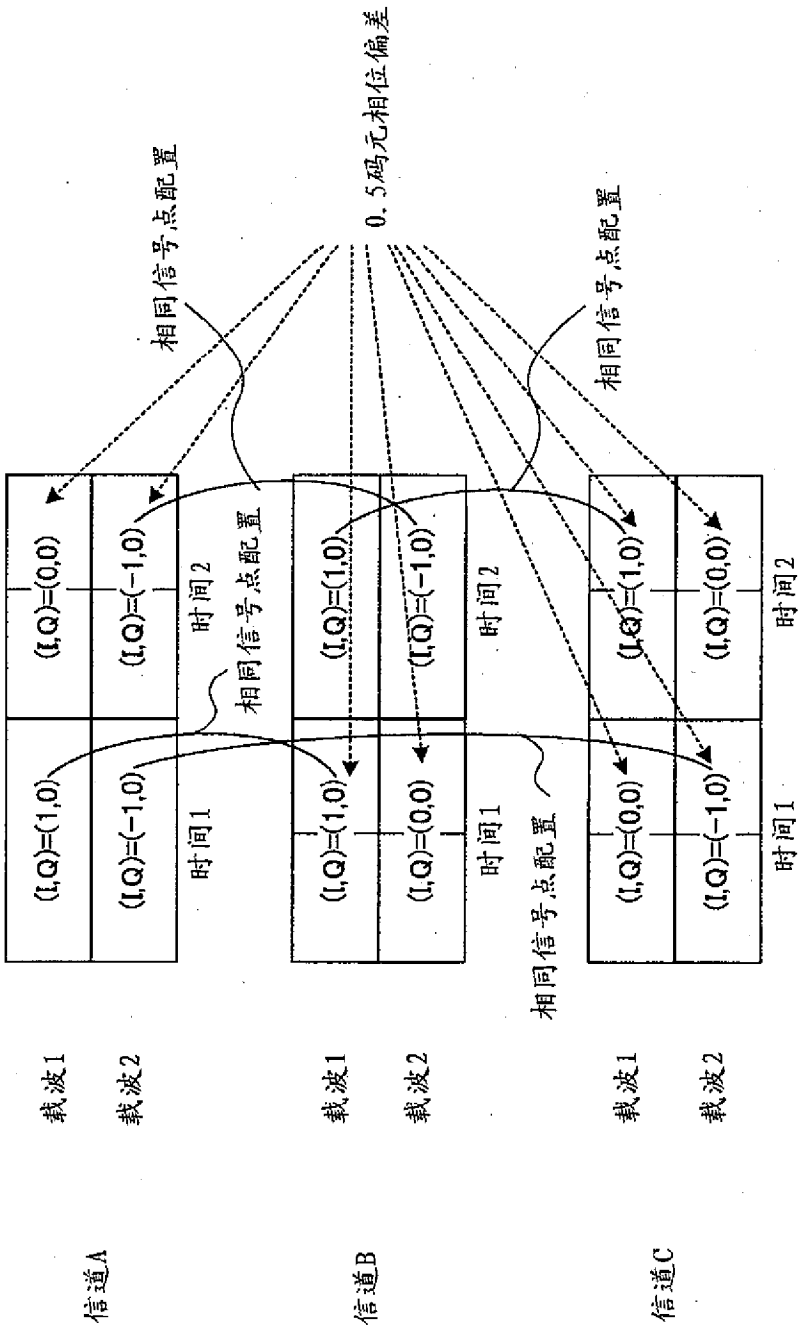


图25

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	$1/\sqrt{42}$
二发空间复用MIMO	BPSK	$1/\sqrt{2}$
	QPSK	$1/\sqrt{4}$
	16QAM	$1/\sqrt{20}$
	64QAM	$1/\sqrt{84}$
三发空间复用MIMO	BPSK	$1/\sqrt{3}$
	QPSK	$1/\sqrt{6}$
	16QAM	$1/\sqrt{30}$
	64QAM	$1/\sqrt{126}$

图26

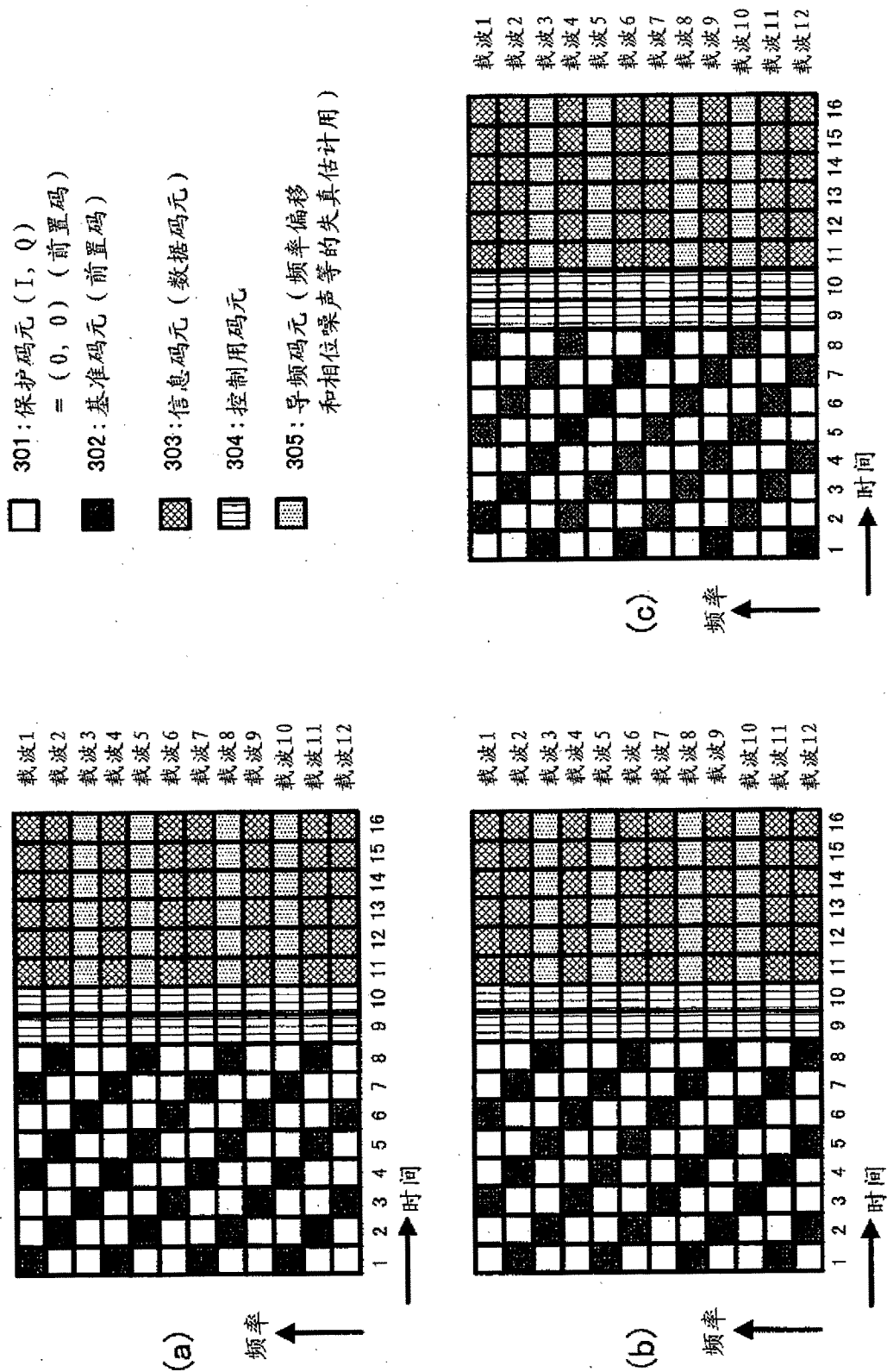


图27

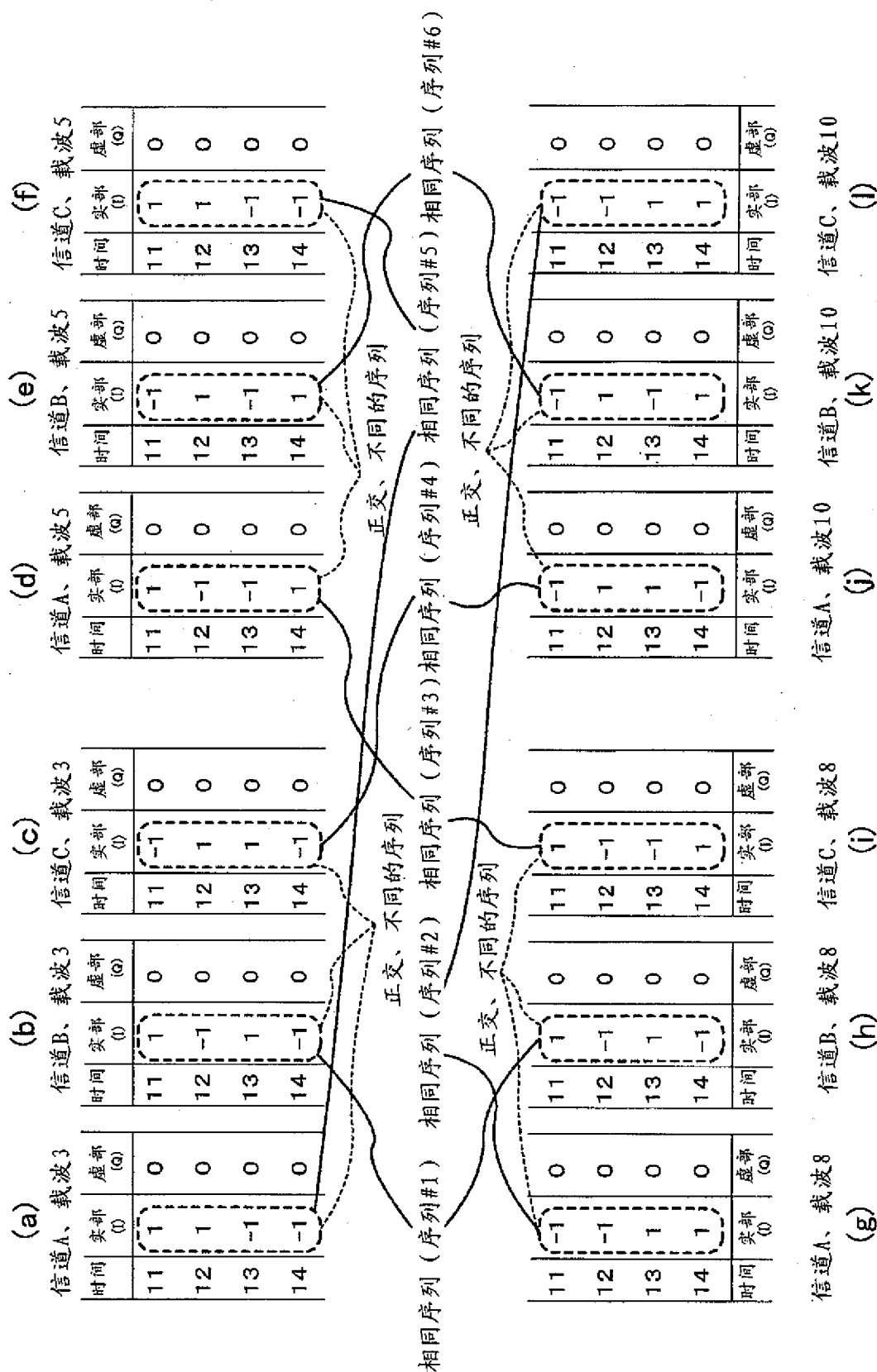


图28

2800 MIMO-OFDM 发送装置

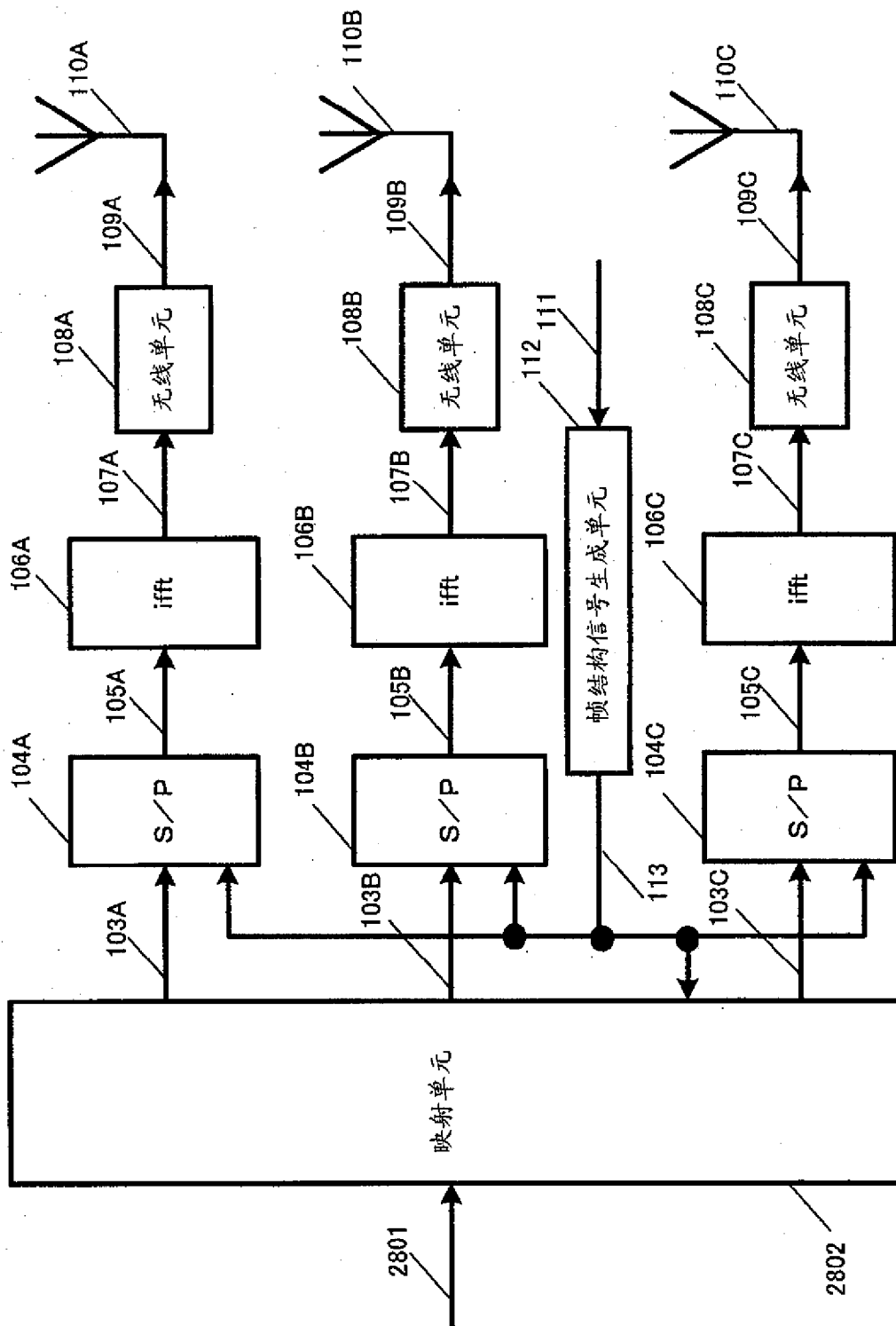


图 29

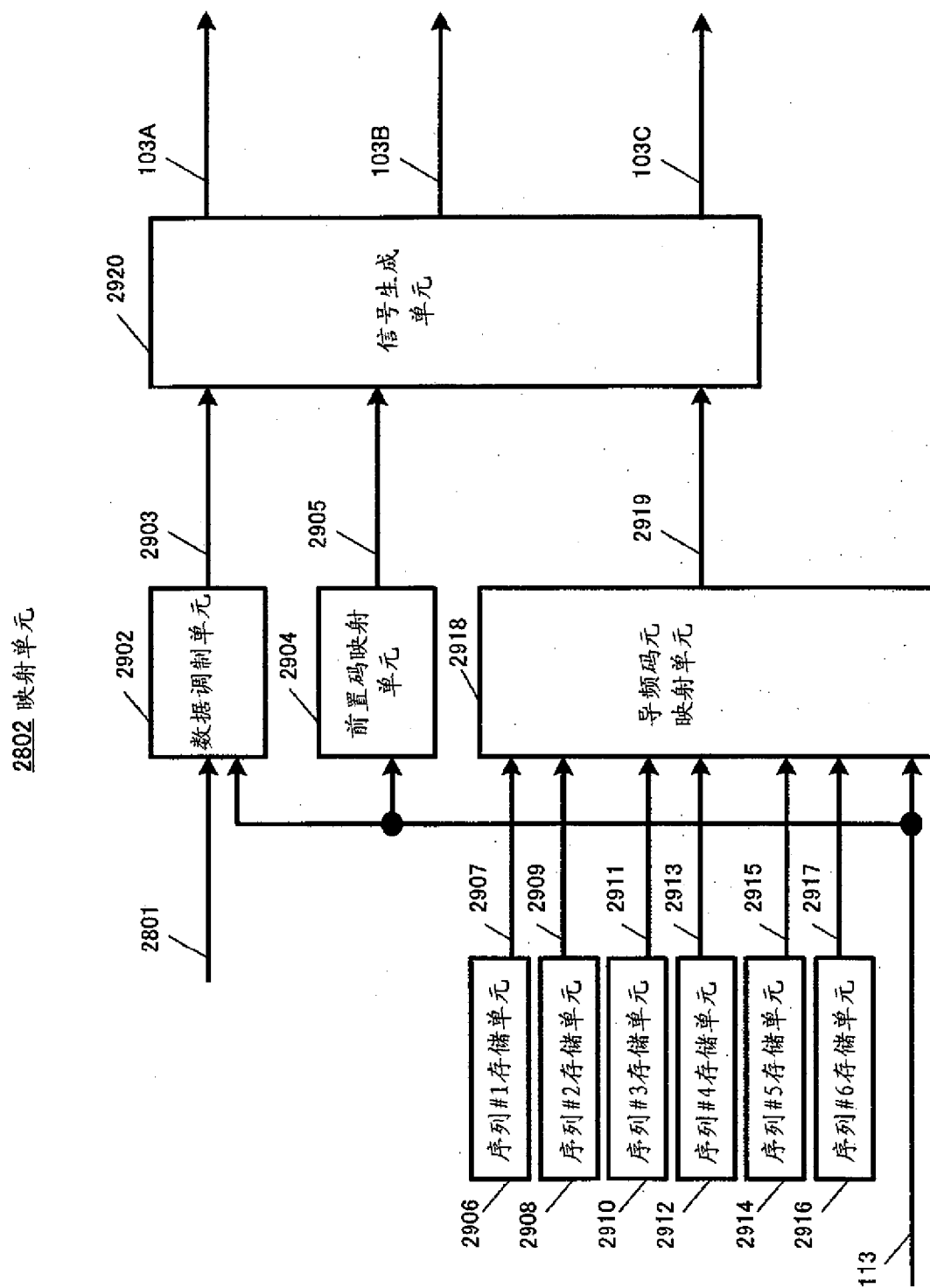


图30

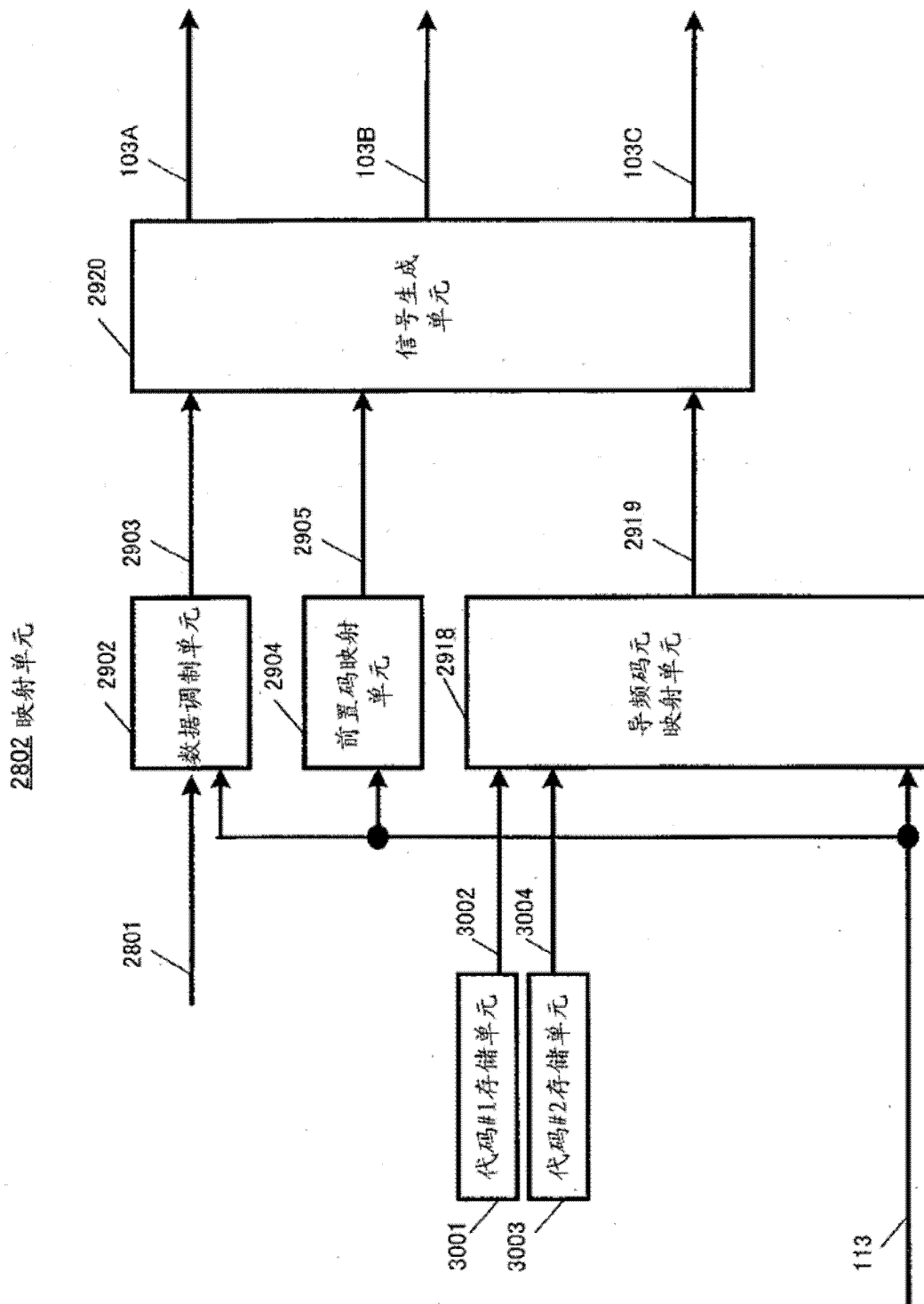


图31

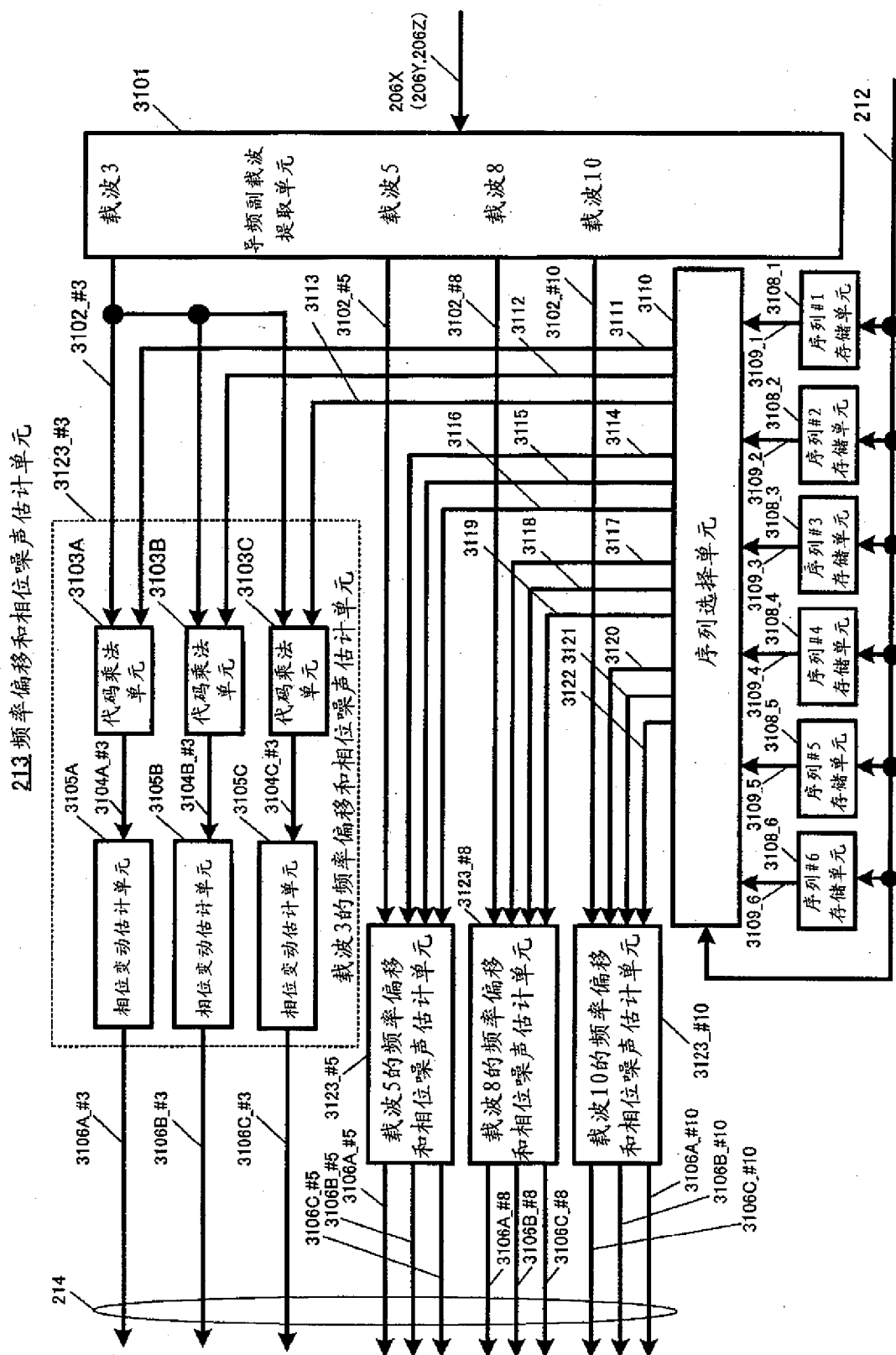


图32

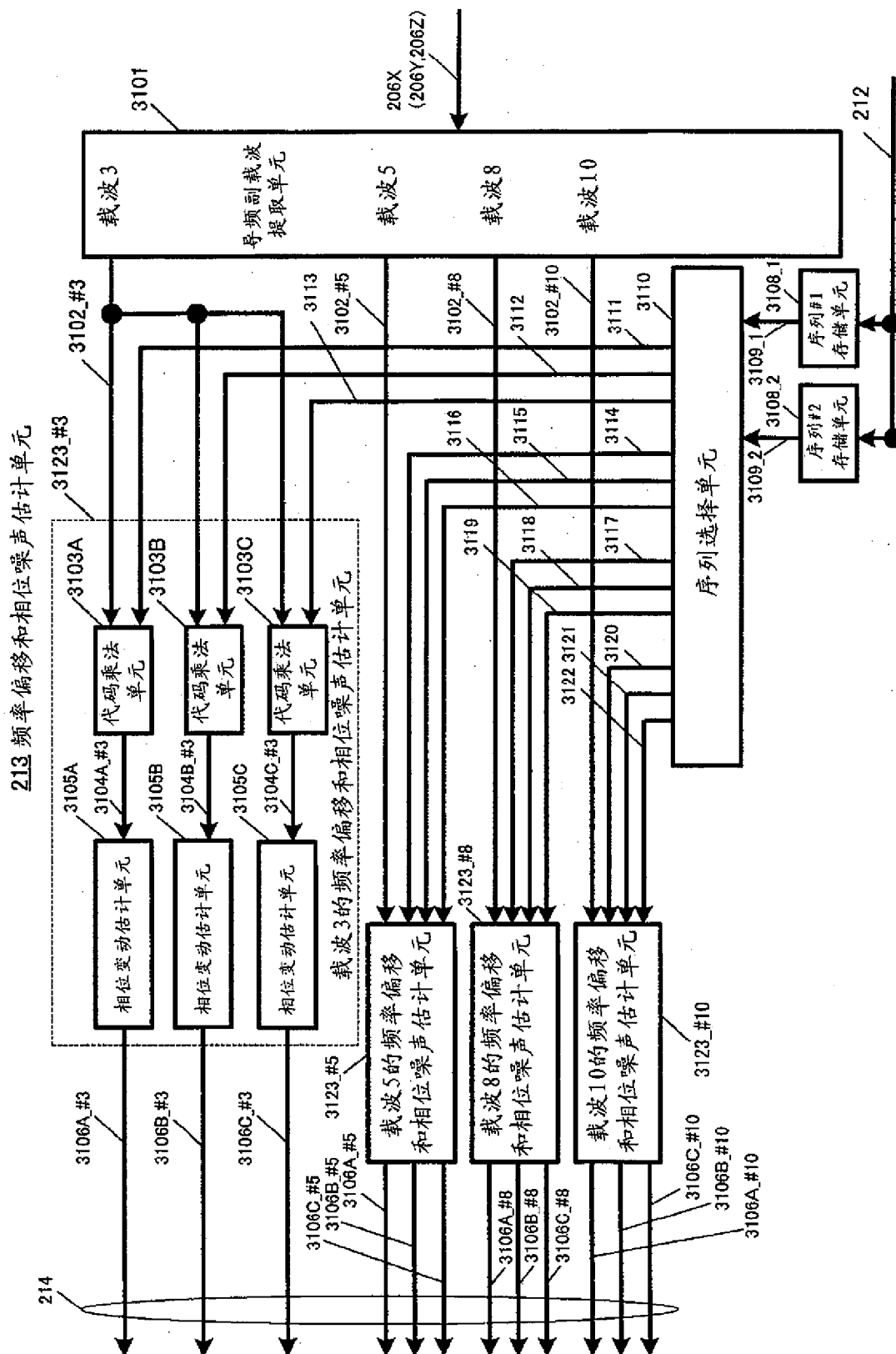


图33

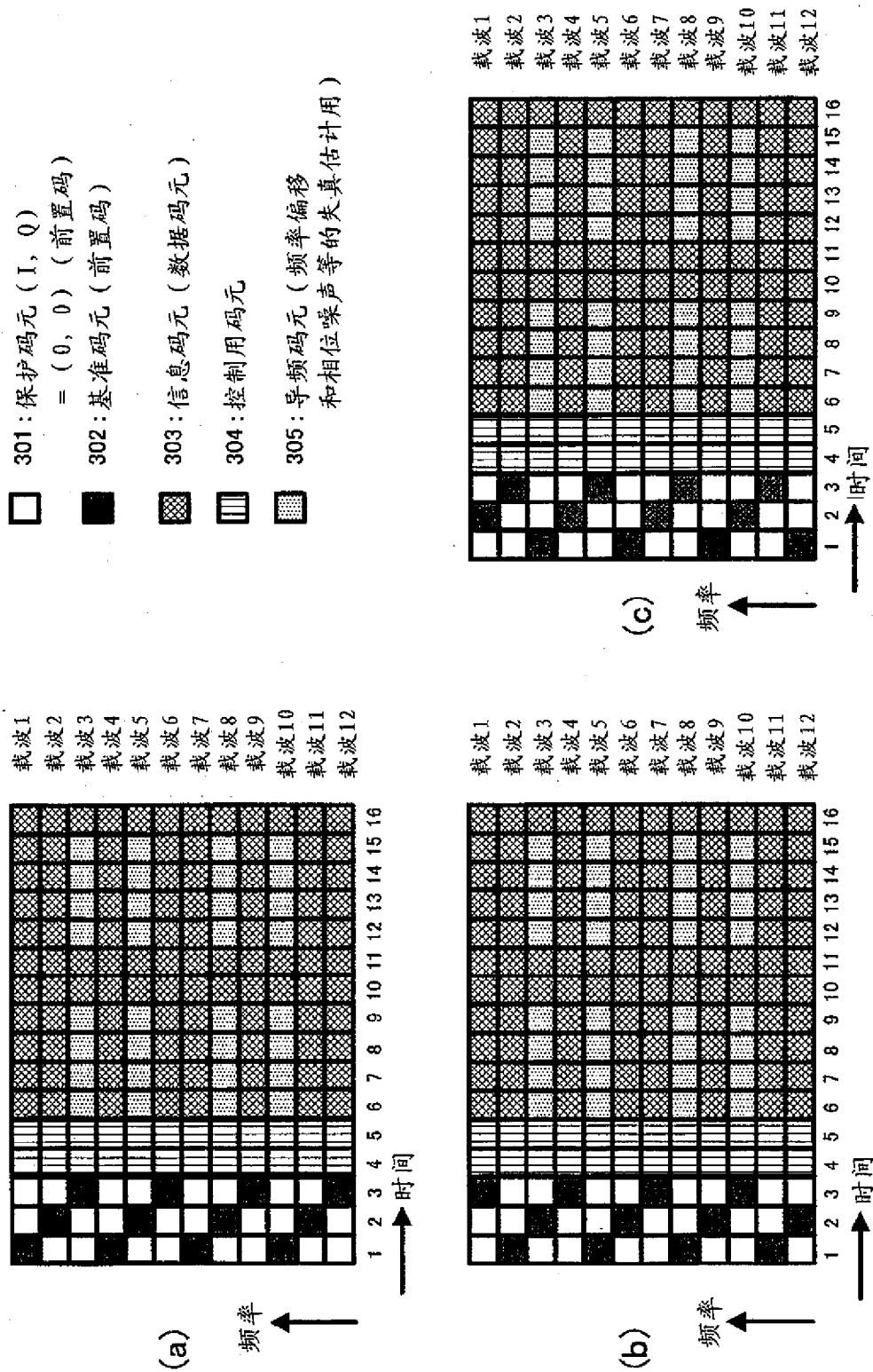


图34

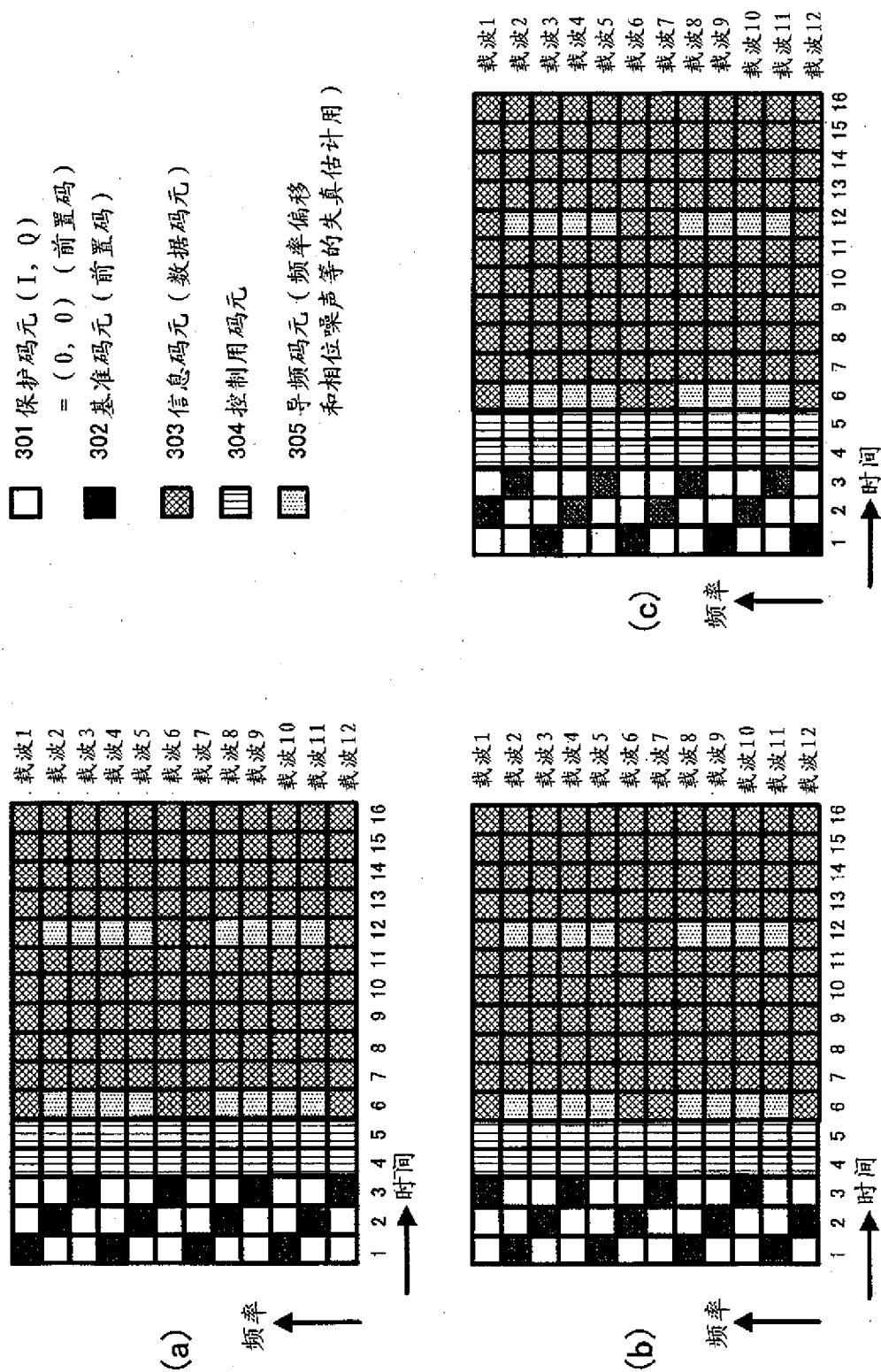


图35

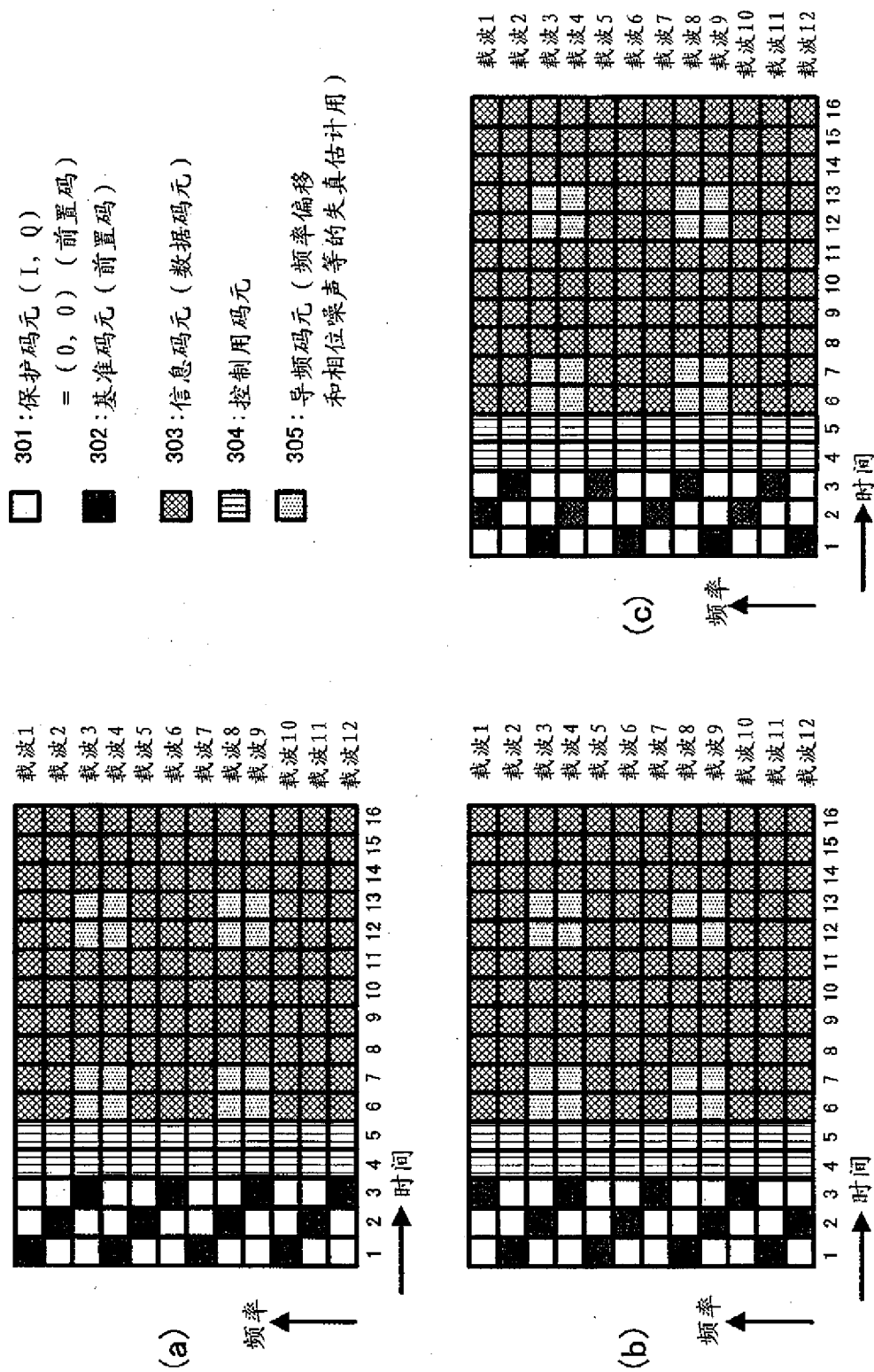


图36

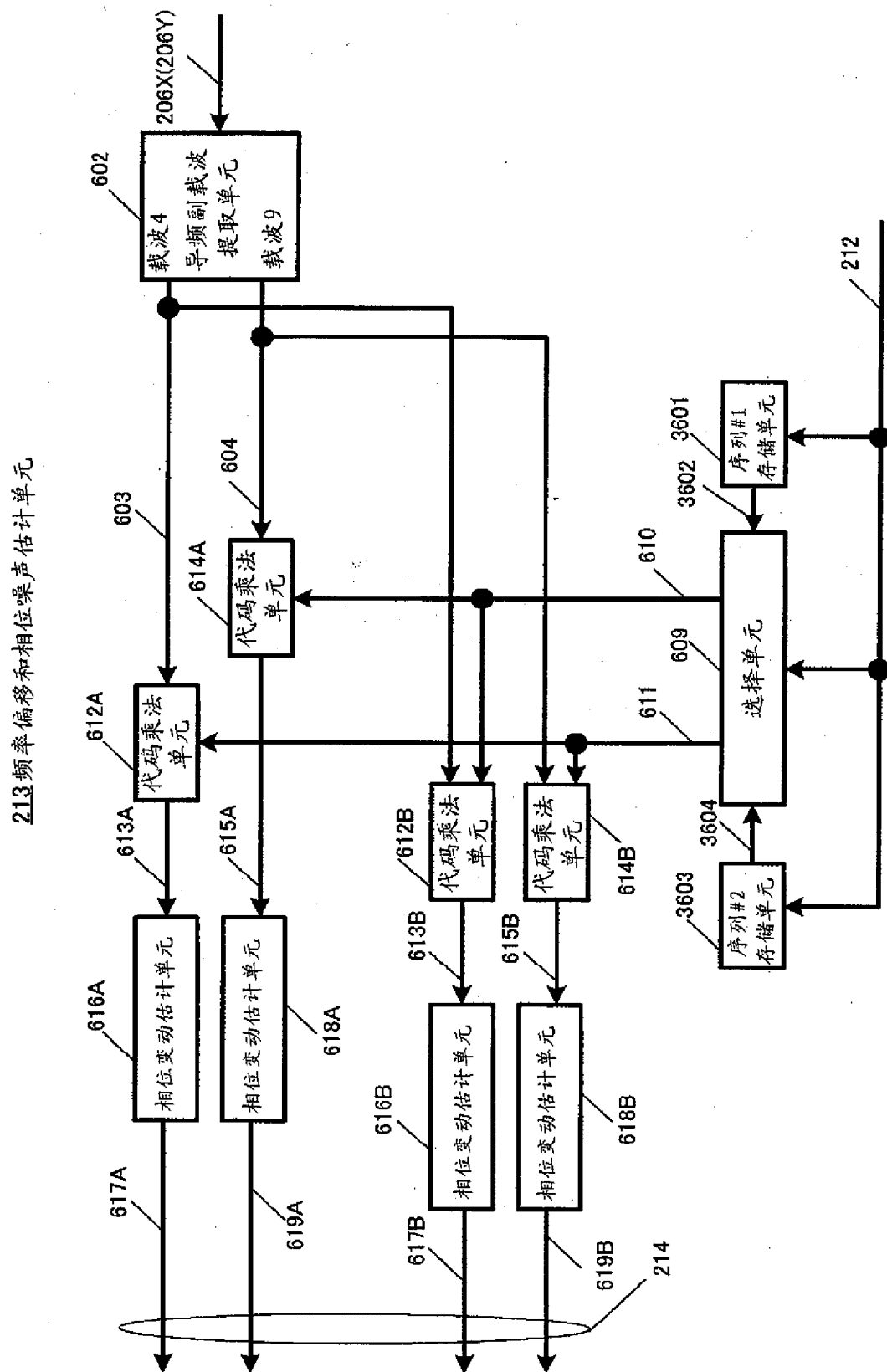


图37

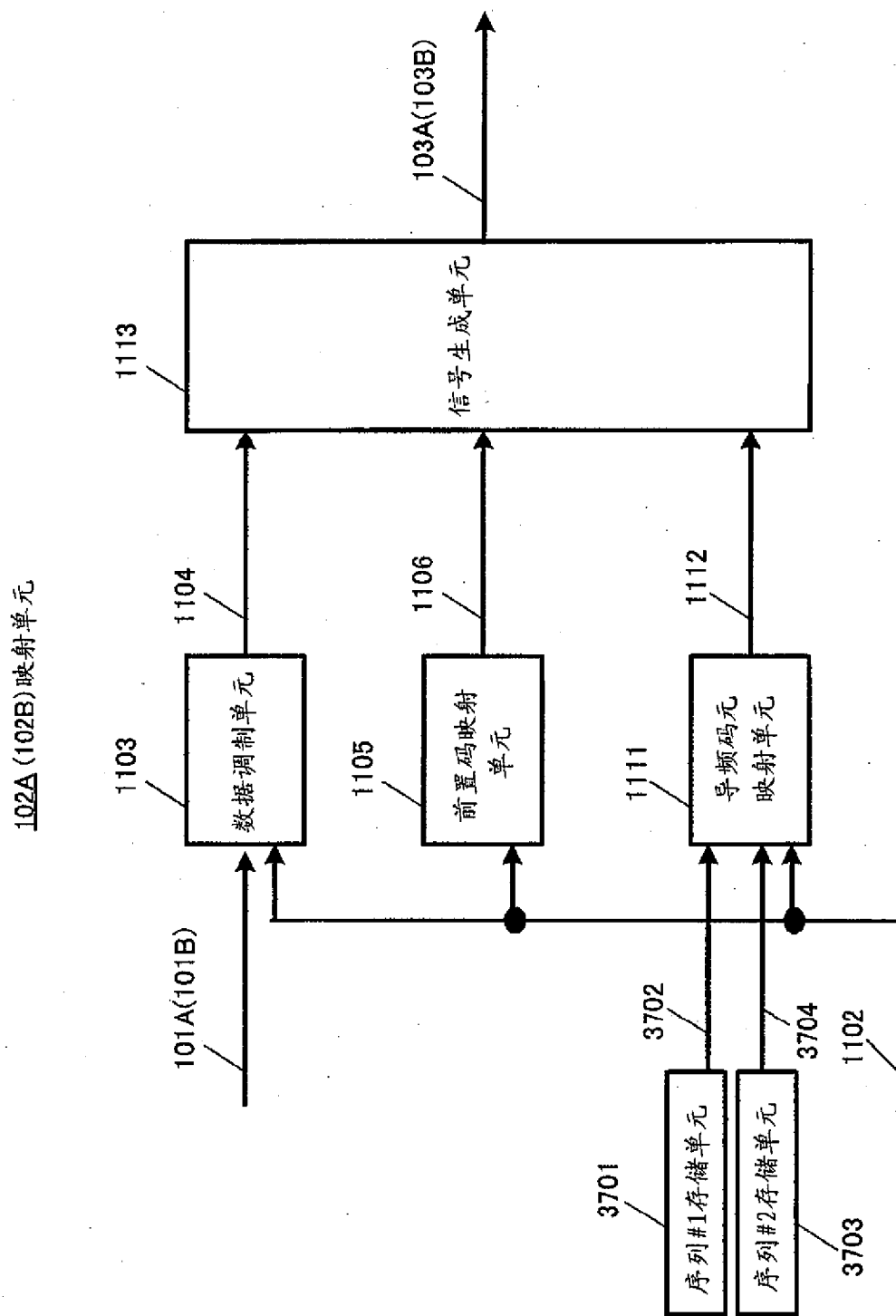


图38

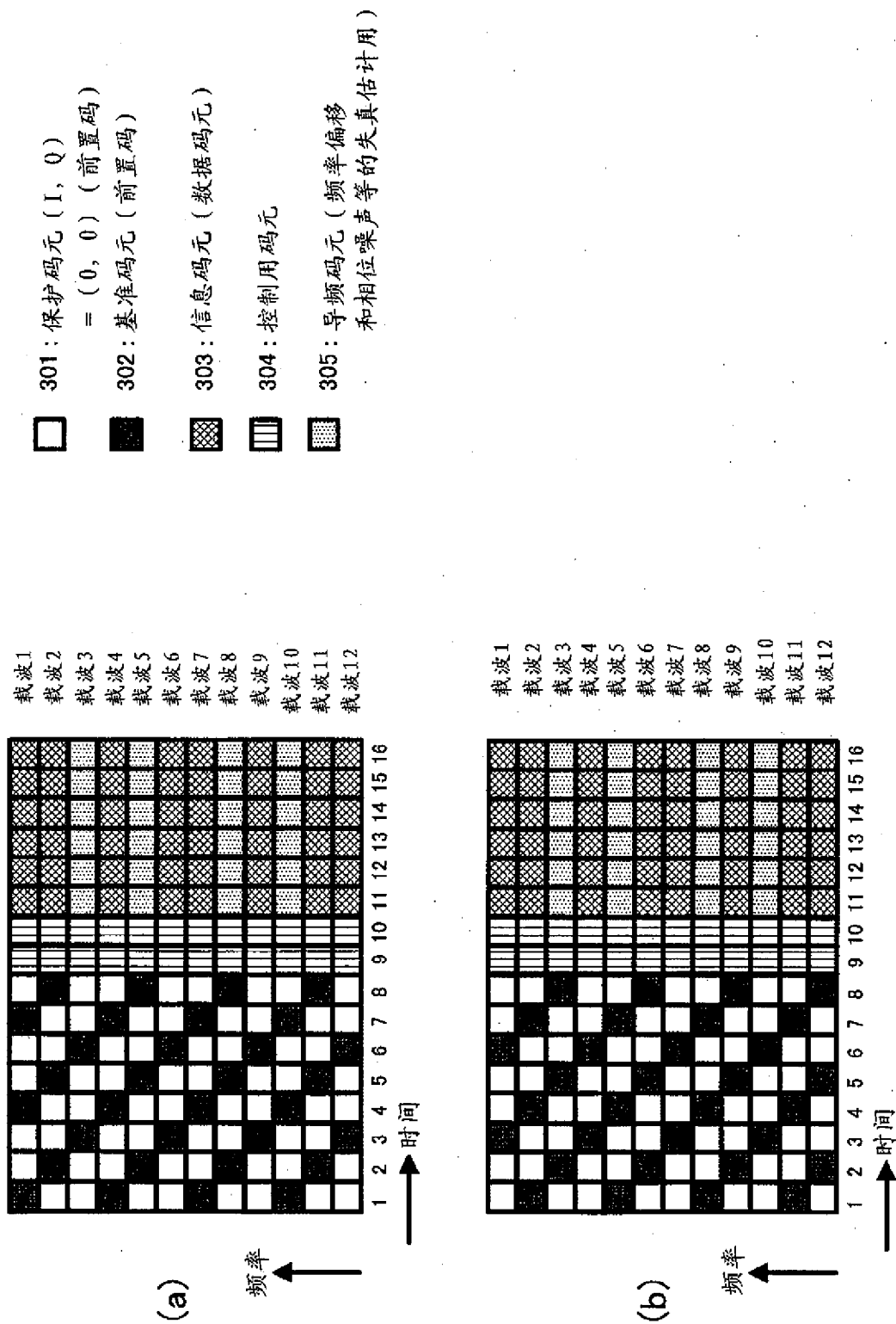


图39

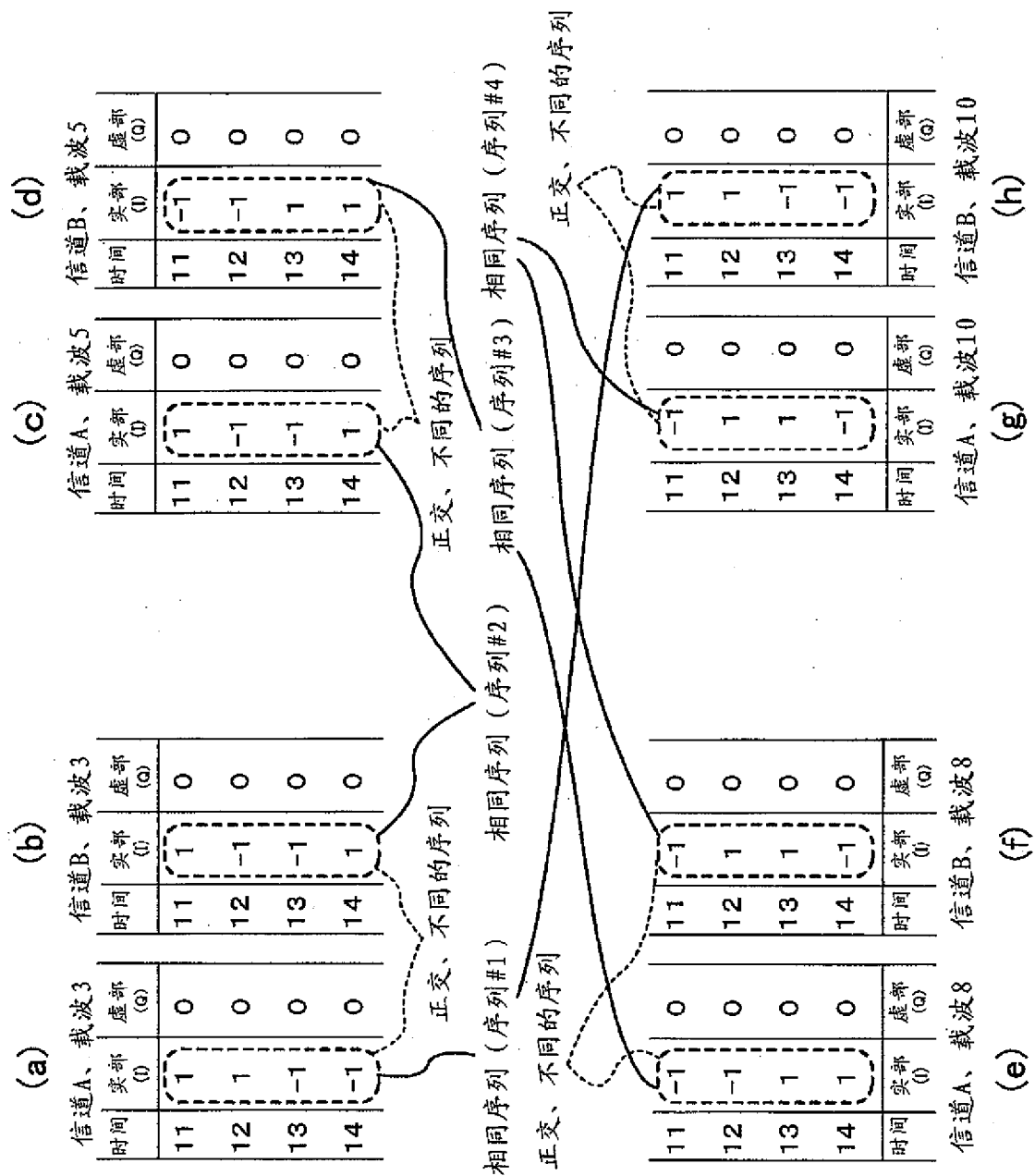


图40

4000 MIMO-OFDM 发送装置

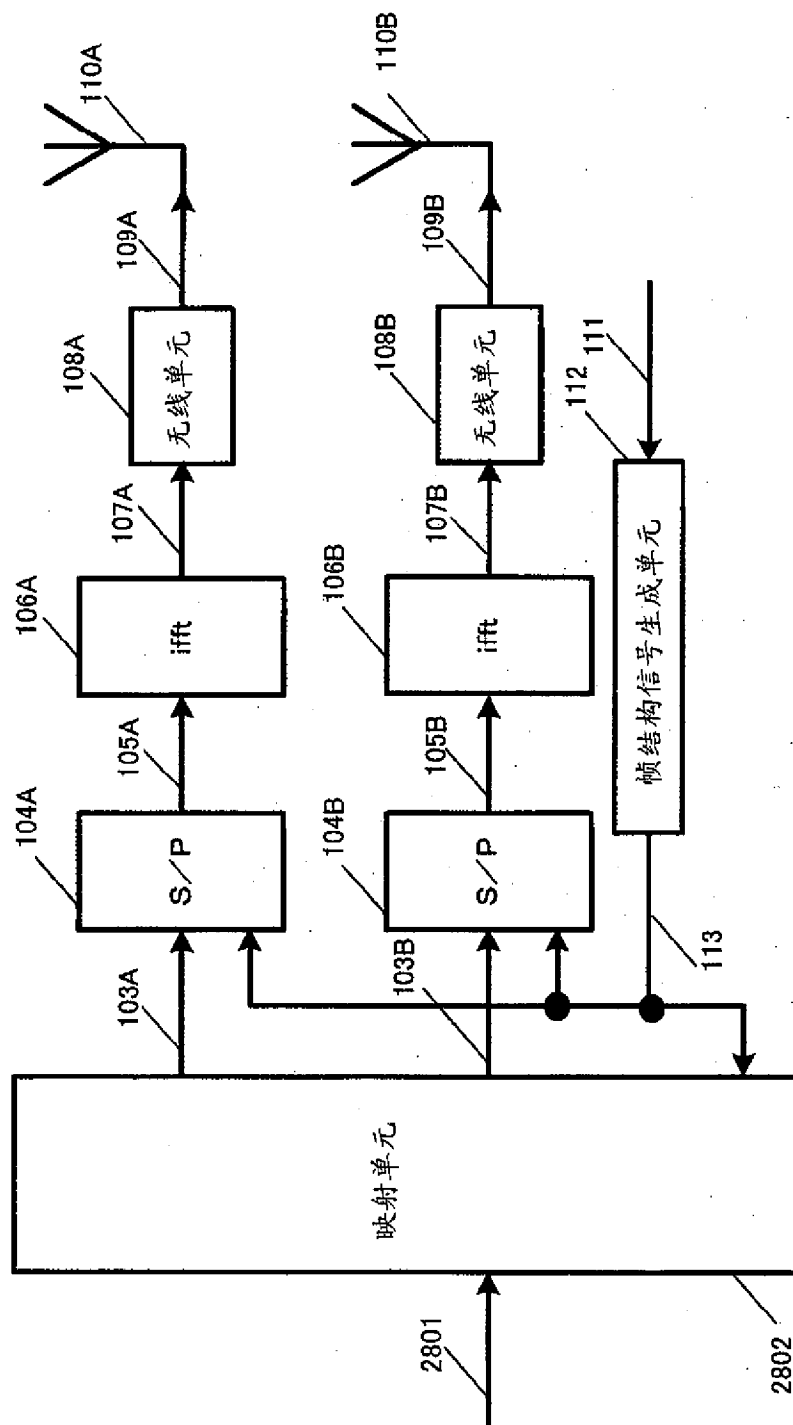


图41

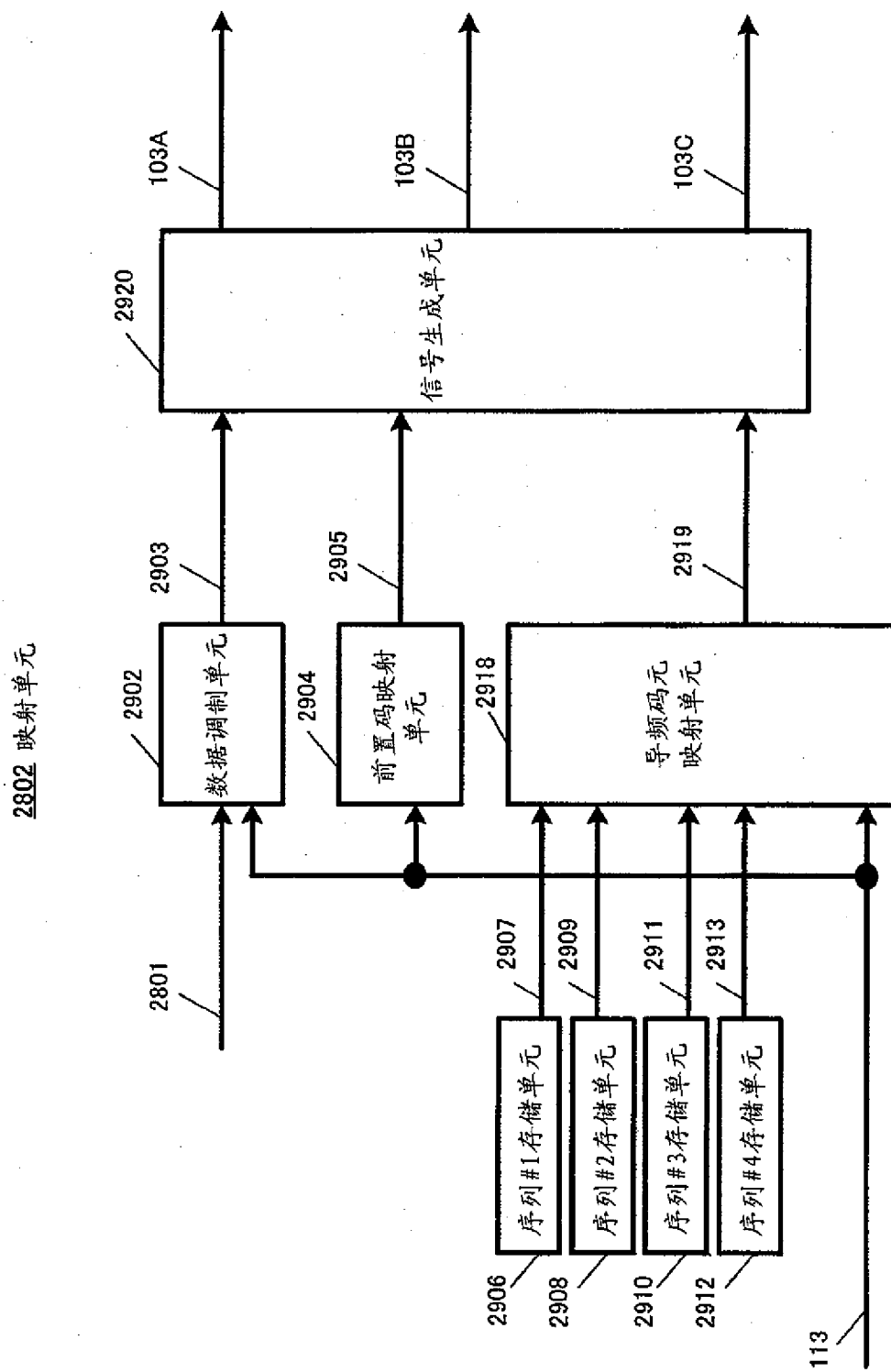


图42

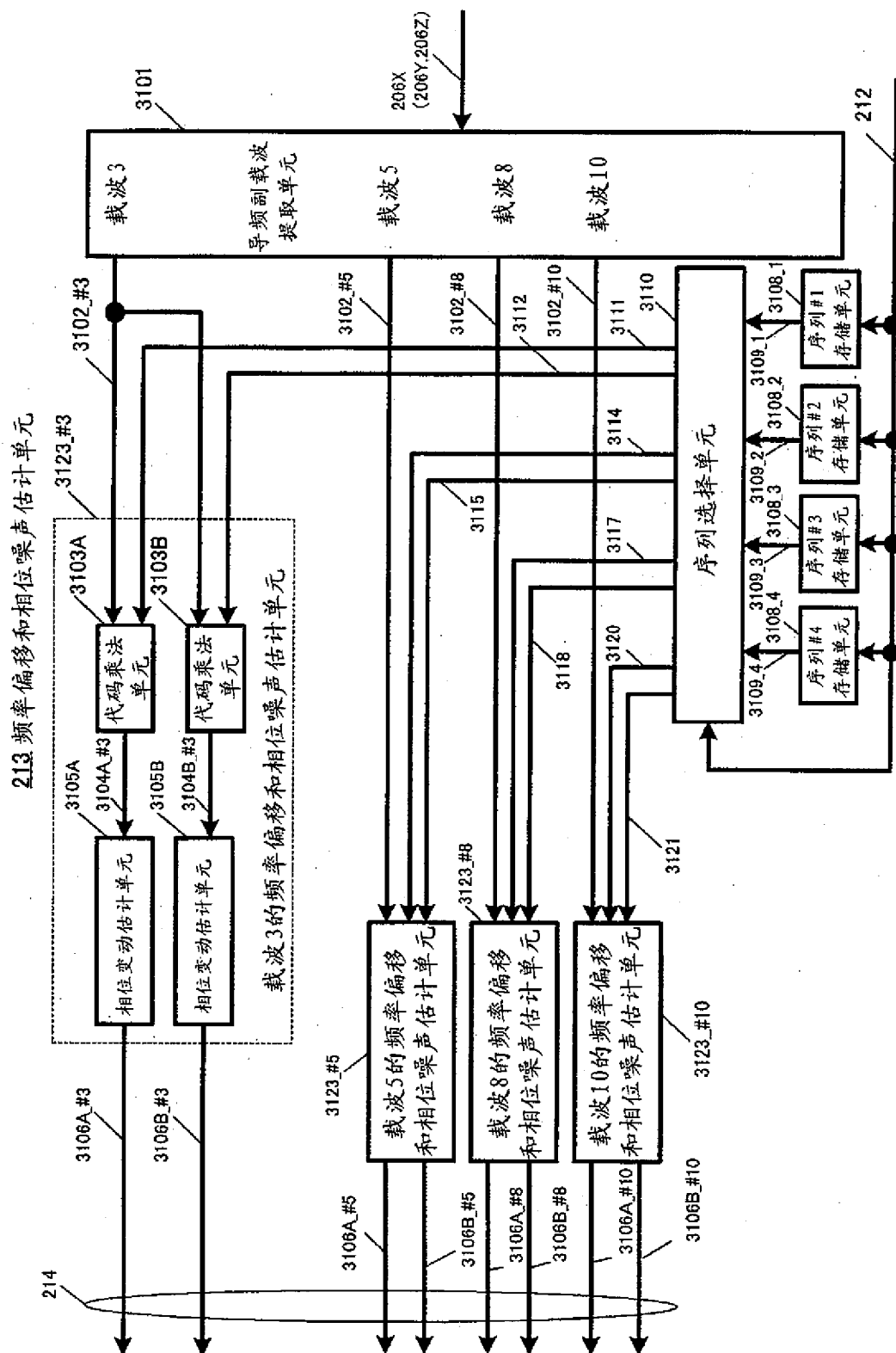


图43

4300 MIMO-OFDM 发送装置

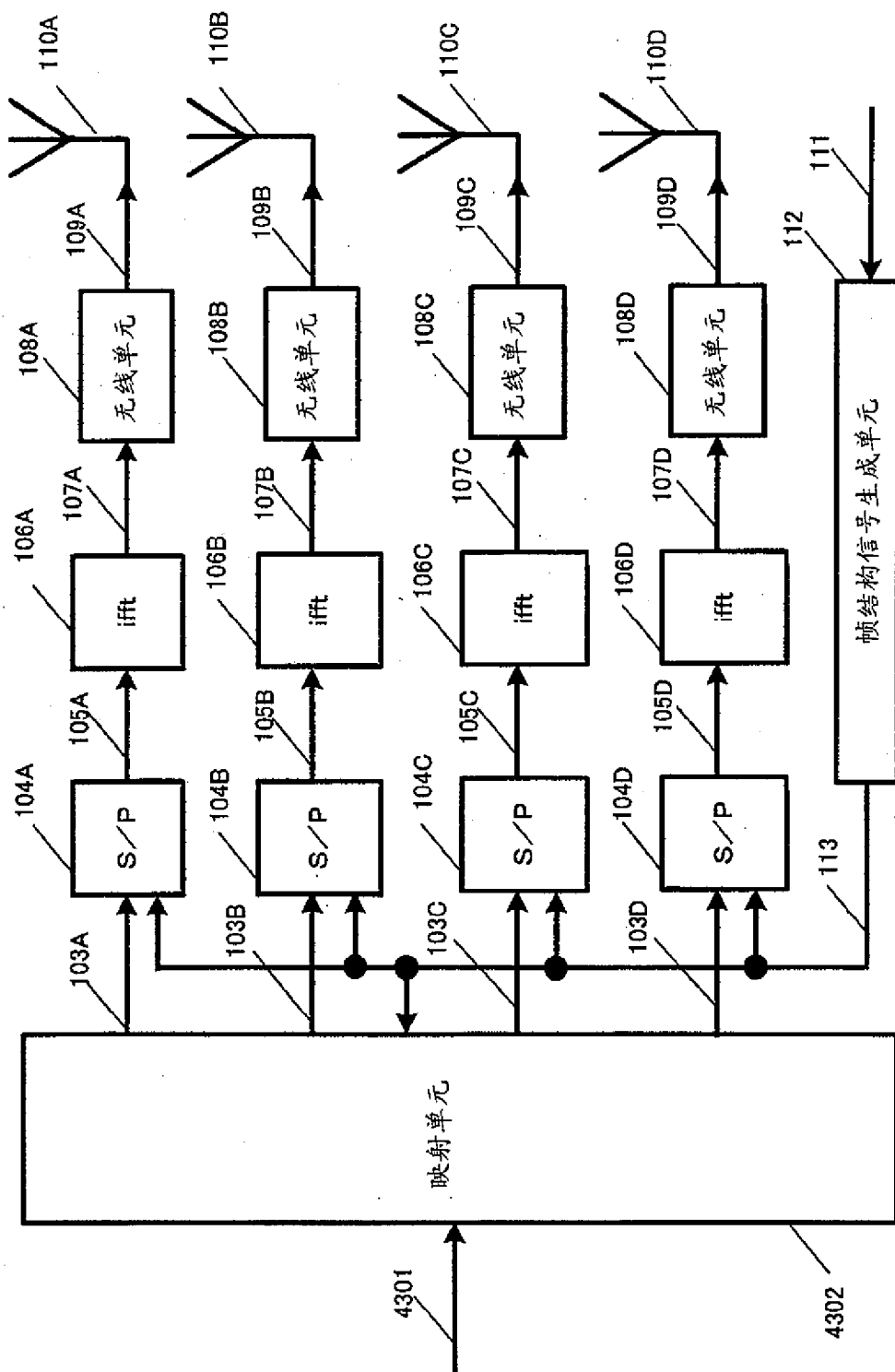


图44

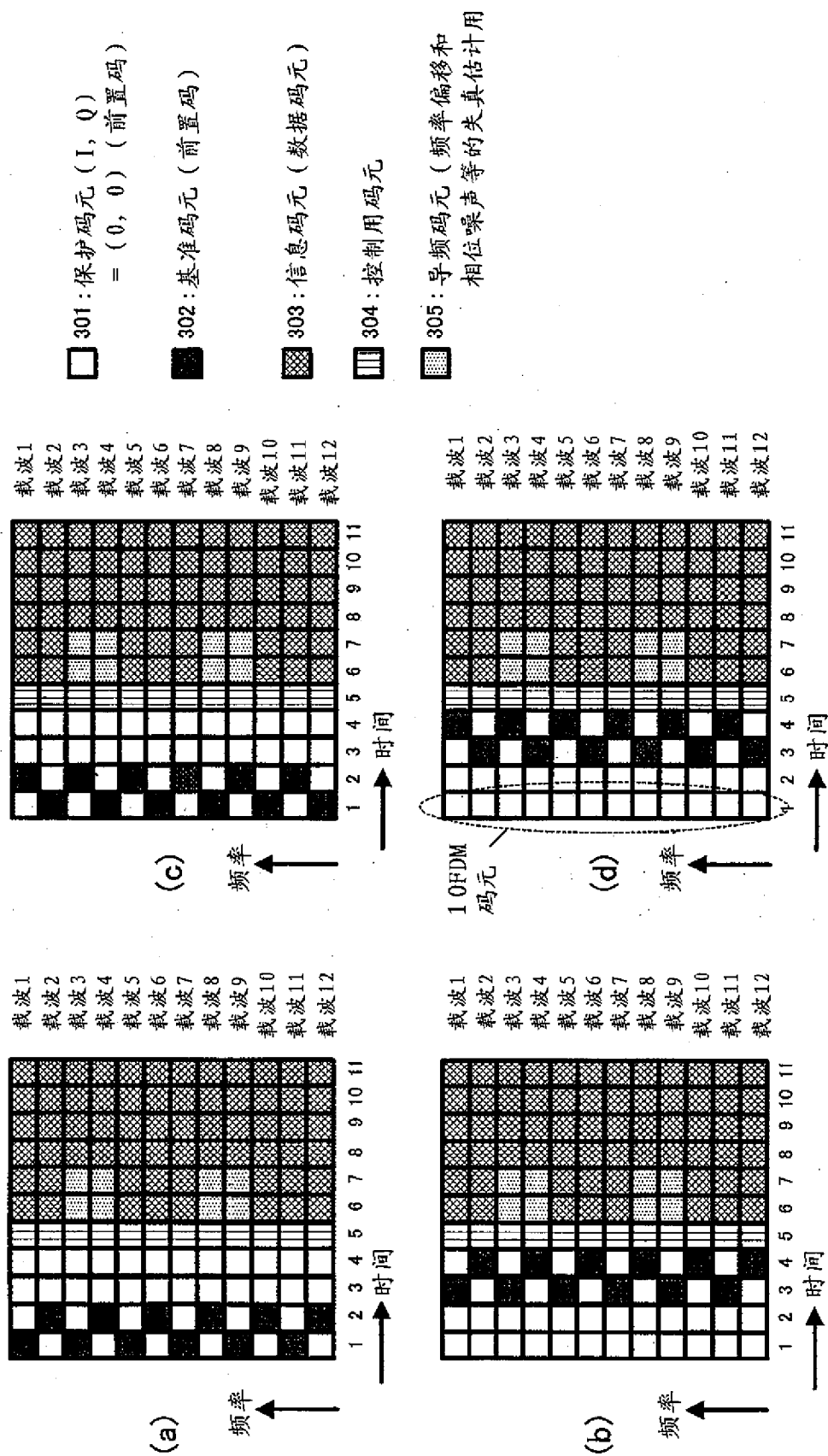


图45

MIMO方式	调制方式	归一化系数
四发四空复用MIMO	BPSK	$1/2$
	QPSK	$1/2\sqrt{2}$
	16QAM	$1/2\sqrt{10}$
	64QAM	$1/2\sqrt{42}$

图46

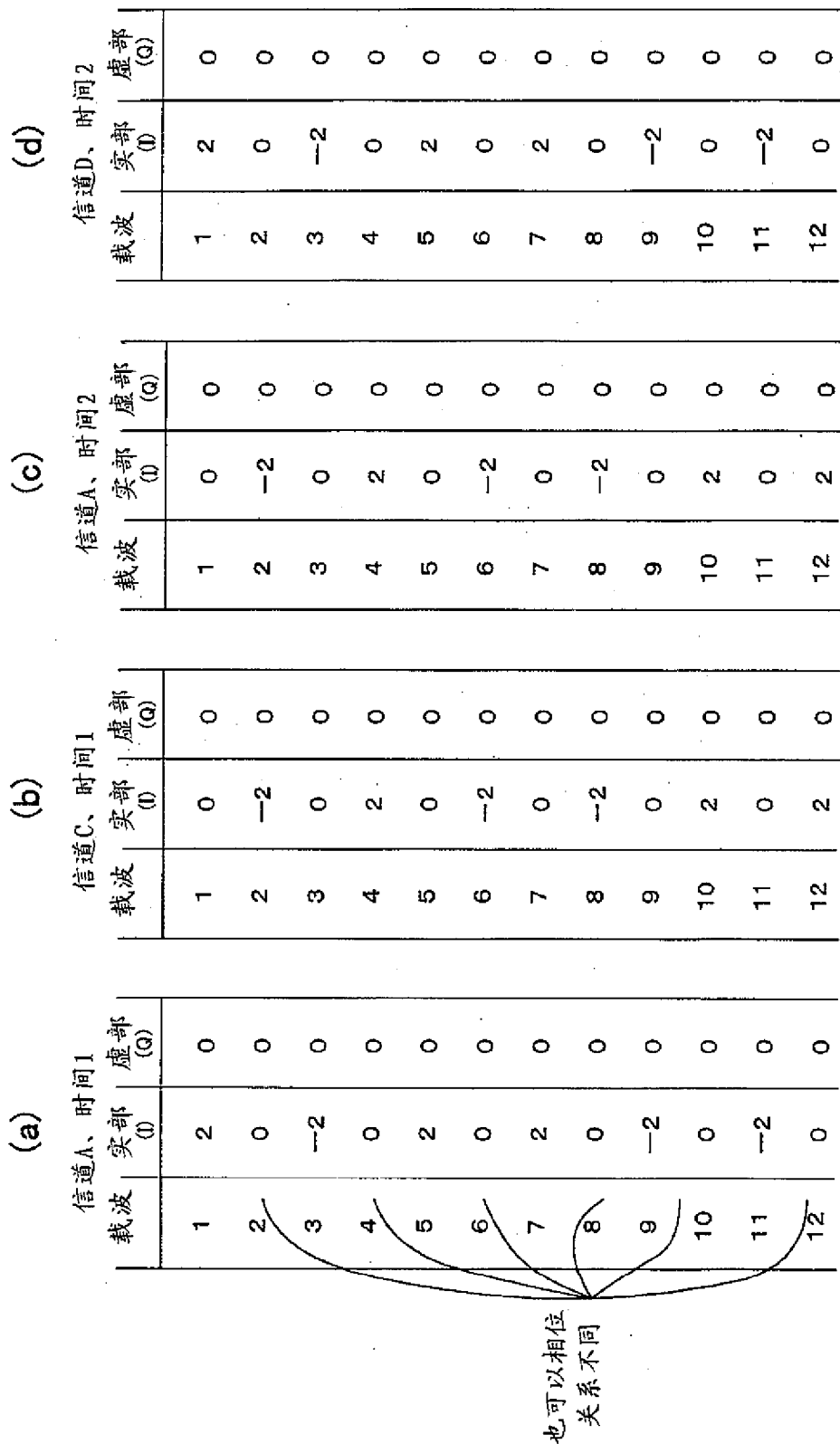


图47

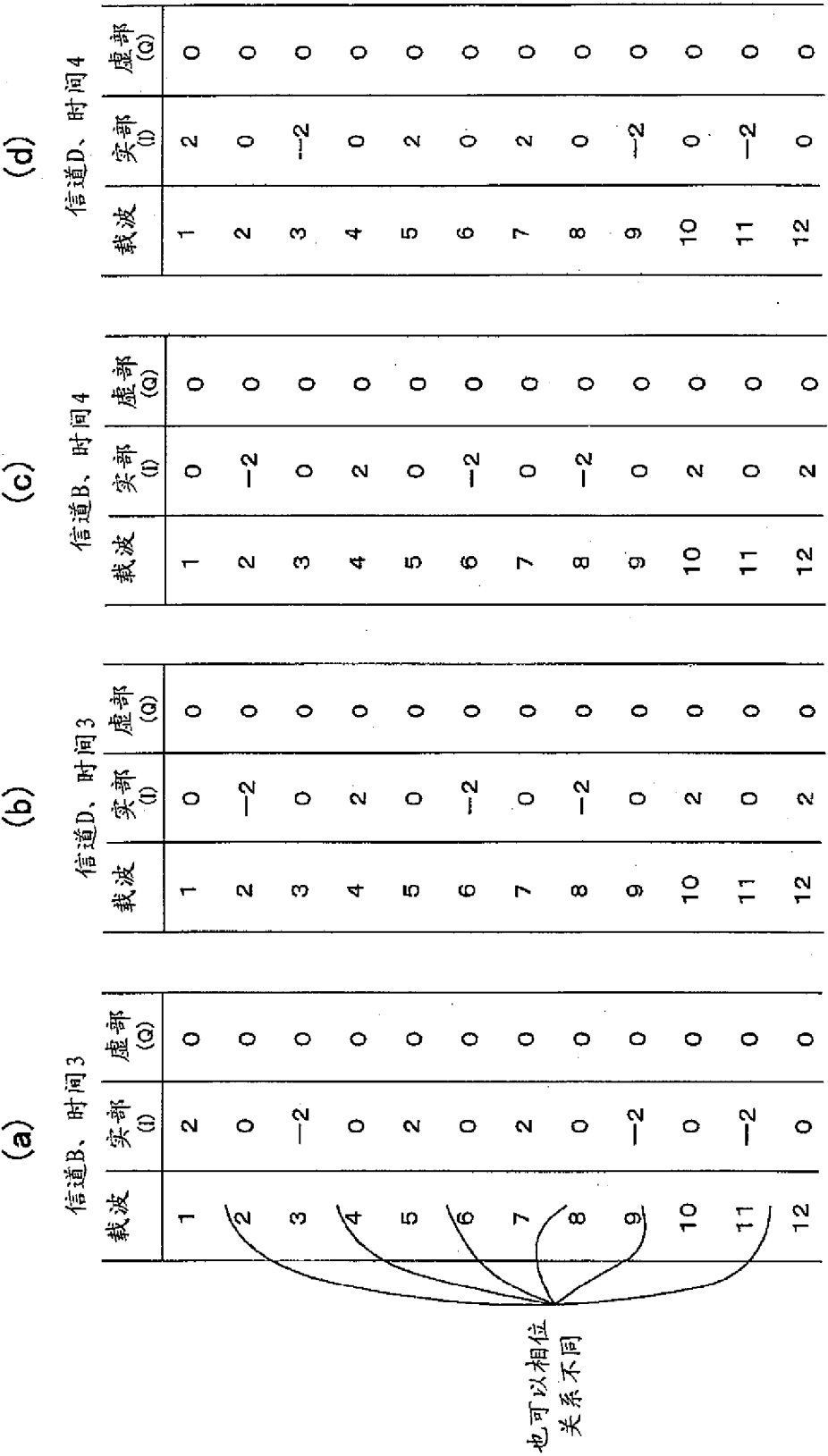


图48

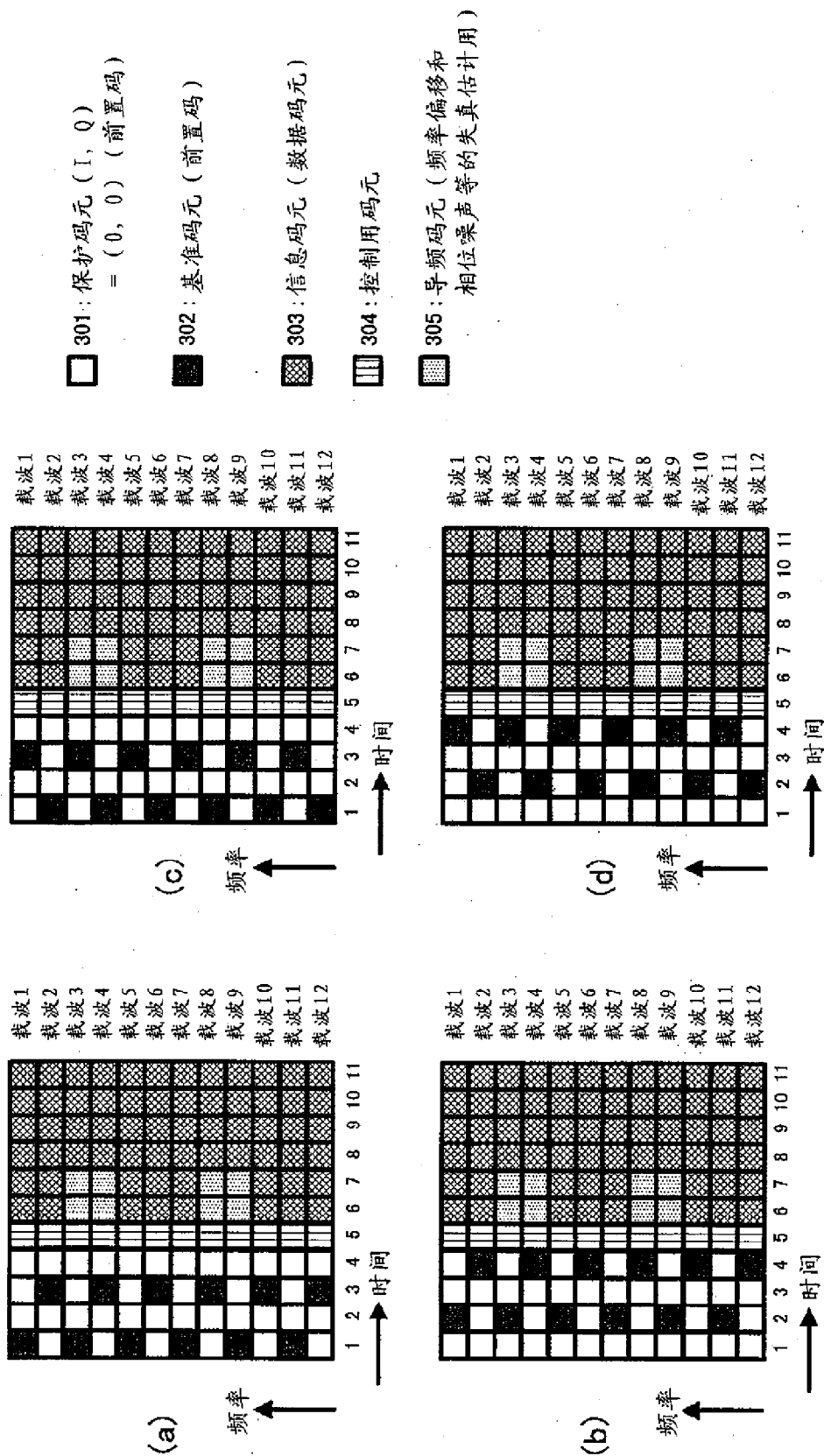


图49