



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103457650 B

(45)授权公告日 2016.08.10

(21)申请号 201310329528.9

(22)申请日 2008.04.18

(30)优先权数据

10-2007-0097041 2007.09.21 KR

60/912,887 2007.04.19 US

60/949,872 2007.07.15 US

60/955,645 2007.08.14 US

60/956,637 2007.08.17 US

(62)分案原申请数据

200880012525.X 2008.04.18

(73)专利权人 LG电子株式会社

地址 韩国首尔

(72)发明人 李文日 任彬哲 高贤秀 郑载薰

李旭峰

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

代理人 夏凯 谢丽娜

(51)Int.Cl.

H04B 7/06(2006.01)

H04B 7/12(2006.01)

(56)对比文件

CN 1918817 A,2007.02.21,

KR 20030066091 A,2003.08.09,

Mitsubishi Electric等.“Low cost

training for transmit antenna selection
on the uplink”.《3GPP RAN1 #46bis ,R1-
062941》.2006,

审查员 胡延

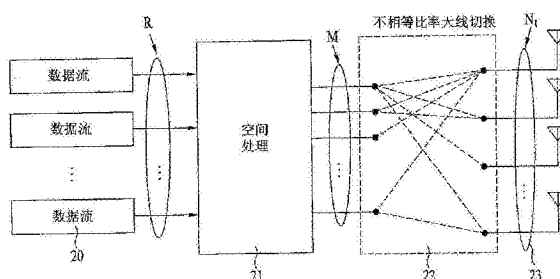
权利要求书2页 说明书29页 附图18页

(54)发明名称

用于在多天线通信系统中传输信号的方法

(57)摘要

本发明涉及用于在多天线通信系统中传输信号的方法。一种多输入多输出(MIMO)系统考虑每个天线的可靠性或时间/频率位置,并且根据考虑结果以不相等比率为每个天线传输信号。包括多天线的MIMO系统中使用的方法包括:根据采用不相等比率的多天线的不相等比率传输方案来处理信号,并且通过多天线传输处理后的信号。



1.一种用于在包括四个天线的多输入多输出(MIMO)系统中传输一个或多个信号的方法,所述方法包括:

将数据比特映射到数据符号;

将所述数据符号转换为空时信号;以及

经由第一天线集和第二天线集使用时间切换的传输分集方案来传输所述空时信号;

其中,所述第一天线集和所述第二天线集在子帧中的第一正交频分复用(OFDM)符号区域交替地传输所述空时信号,

其中,在所述第一OFDM符号区域通过所述第一天线集传输的所述空时信号的总数是通过所述第二天线集传输的所述空时信号的总数的二倍,

其中,所述第一OFDM符号区域被配置有来自于子帧的第一OFDM符号的3个OFDM符号,以及

其中,所述第一天线集具有四个天线中的两个天线,所述第二天线集具有四个天线中的另外两个天线。

2.根据权利要求1所述的方法,其中,当所述第二天线集传输空时信号时,所述第一天线集不传输空时信号。

3.根据权利要求1所述的方法,其中,根据预定义的模式传输所述空时信号。

4.根据权利要求3所述的方法,其中,通过使用预编码矩阵,将所述数据符号转换为空时信号。

5.根据权利要求1所述的方法,其中,所述第一天线集比所述第二天线集具有更高的可靠性。

6.根据权利要求1所述的方法,其中,所述第一天线集和所述第二天线集在所述第一OFDM符号区域传输相同数目的参考符号。

7.一种用于在包括四个天线的多输入多输出(MIMO)系统中传输一个或多个信号的装置,所述装置包括:

映射器;

空间处理块;以及

四个天线,

其中,所述映射器被配置为将数据比特映射到数据符号;

所述空间处理块被配置为将所述数据符号转换为空时信号;以及

所述四个天线被配置为经由第一天线集和第二天线集使用时间切换的传输分集方案来传输所述空时信号;

其中,所述第一天线集和所述第二天线集在子帧中的第一正交频分复用(OFDM)符号区域交替地传输所述空时信号,

其中,在所述第一OFDM符号区域通过所述第一天线集传输的所述空时信号的总数是通过所述第二天线集传输的所述空时信号的总数的二倍,

所述第一天线集和所述第二天线集在所述第一OFDM符号区域传输相同数目的参考信号,

其中,所述第一OFDM符号区域被配置有来自于子帧的第一OFDM符号的3个OFDM符号,以及

其中,所述第一天线集具有四个天线中的两个天线,所述第二天线集具有四个天线中的另外两个天线。

8.根据权利要求7所述的装置,其中,当所述第二天线集传输空时信号时,所述第一天线集不传输空时信号。

9.根据权利要求7所述的装置,其中,根据预定义的模式传输所述空时信号。

10.根据权利要求9所述的装置,其中,通过使用预编码矩阵,将所述数据符号转换为空时信号。

11.根据权利要求7所述的装置,其中,所述第一天线集比所述第二天线集具有更高的可靠性。

12.根据权利要求7所述的装置,其中,所述第一天线集和所述第二天线集在第一OFDM符号区域传输相同数目的参考符号。

用于在多天线通信系统中传输信号的方法

[0001] 本申请是2009年10月19日提交的国际申请日为2008年4月18日的申请号为200880012525.X(PCT/KR2008/002220)的,发明名称为“用于在多天线通信系统中传输信号的方法”专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种多输入多输出(MIMO)通信系统,具体而言,涉及一种MIMO通信系统中使用的信号传输方法和不相等比率(unequal ratio)传输方案。

背景技术

[0003] 图1是表示采用多传输/接收(Tx/Rx)天线的MIMO-OFDM系统的方框图。

[0004] MIMO-OFDM系统的传输端1000如图1的MIMO-OFDM系统的左侧所示。在这种情况下,如果传输端1000是适于传输信号的实体,其可以是节点B或用户设备(UE)中的任何一个。在传输端1000中,信道编码器100将冗余比特附加到数据分组中以保护信息比特不受到信道或噪声的消极影响。映射器110将数据比特信息变换为数据符号信息。串行-并行(S/P)转换器120将串行数据变换为并行数据。MIMO编码器130将数据符号变换为空时信号。在传输端1000中使用的多天线140将空时信号传输给信道。

[0005] MIMO-OFDM系统的接收端1500如图1的MIMO-OFDM系统的右侧所示。在这种情况下,如果接收端1500是适于接收信号的实体,其可以是节点B或用户设备(UE)中的任何一个。Rx天线从信道接收信号。MIMO解码器160将接收到的空时信号变换为数据符号。解映射器将数据符号变换为信息比特。P/S转换器170将并行信号转换为串行信号。信道解码器190解码信道码,并且在195估计数据。

[0006] 在上述的MIMO-OFDM系统中,空时码经常被用于最大化空间分集增益。以下表1表示根据传输天线的数量和/或空间复用率的可以提供可观的性能增益的空时码的几种类型:

[0007]

空时码 (方案)	比率	Tx 天线 #
(1) $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$ 或 $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix}$	1	2
(2) $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}$	2	2
(3) $\frac{1}{\sqrt{2(1+r^2)}} \begin{bmatrix} S_1 + jr \cdot S_4 & r \cdot S_2 + S_3 \\ S_2 - r \cdot S_3 & jr \cdot S_1 + S_4 \end{bmatrix}, r = \frac{\sqrt{5} \pm 1}{2}$	2	2
(4) $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ S_2^* & -S_1^* & S_4^* & -S_3^* \\ S_3 & -S_4 & -S_1 & S_2 \\ S_4^* & S_3^* & -S_2^* & -S_1^* \end{bmatrix}$	1	4
(5) $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$ 或 $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$	1	4
(6) $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & S_5 & -S_6^* \\ S_2 & S_1^* & S_6 & S_5^* \\ S_3 & -S_4^* & S_7 & -S_8^* \\ S_4 & S_3^* & S_8 & S_7^* \end{bmatrix}$	2	4

[0008] 在表1中,空时码(1)、(2)和(3)被设计为用于具有不同分集和复用权衡(tradeoff)的2Tx天线系统。此外,空时码(4)、(5)和(6)被设计为用于4Tx天线系统。可以根据各个情况来区别地使用上述空时码的行和列。在基于OFDM的系统中单个空时码的行可被考虑为空间域(例如传输天线),并且列可被考虑为时间(例如OFDM符号)或频率域(例如子载波)。

[0009] 表1中的每个空时码可由空时块码(STBC)或空频块码(SFBC)来表示。例如,表1中

的空时码(5)可由以下公式1来表示:

[0010] [公式1]

$$[0011] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0012] (其中,水平方向(→):时间;垂直方向(↓):传输天线)

[0013] [公式2]

$$[0014] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0015] (其中,水平方向(→):频率或子载波;垂直方向(↓):传输天线)

[0016] 在公式1中,空时码的每一列被考虑为时间,因此其由“STBC”来表示。在公式2中,空时码的每一列都考虑为频率或子载波,因为由“SFBC”来表示。

[0017] 上述公式1指示用于传输由时域中的单个列处理的符号的方案。因此,在高速移动信道中,因为信道老化而导致的公式1中的两列之间的符号间干扰可能会明显增加,其可能导致严重性能失真。

[0018] 公式2的OFDM系统使用相邻子载波之间的相似的信道特性来选择用于每个子载波的空时码,并且传输由所选择的空时码处理的符号给另一个Tx天线。相比于公式1,空频块码(SFBC)可在具有快速变化信道的高速移动环境下获得更高的性能。

[0019] 公式1的STBC表达以及公式2的SFBC表达可被应用于表1中的所有类型的空时码。

发明内容

[0020] 技术问题

[0021] 因此,本发明是针对一种在MIMO通信系统中使用的信号传输方法,以及一种不相等比率传输方案,其充分避免了因相关技术的限制和缺点而导致的一个或多个问题。

[0022] 本发明的一个目的是提供一种用于在MIMO通信系统中传输信号的方法。

[0023] 本发明的另一个目的是提供一种用于在MIMO系统的传输天线之间使用不相等比率传输信号的方法。

[0024] 本发明的其它优点、目的和特征部分的将在下面的描述中被说明,且本领域技术人员可基于以下的检验,或实施本发明而了解一部分。本发明的目的及其他优点将可通过说明书及其权利要求以及附图中所具体指出的结构来实现并获得。

[0025] 技术方案

[0026] 为了实现这些目的和其他优点并根据如同包括并广泛描述的本发明的目的,一种用于在包括多天线的多输入多输出(MIMO)系统中传输信号的方法包括:使用与时间/频率切换的传输分集组合的空时/频率码处理多个符号;并且通过具有第一比率和第二比率的不相等比率的多天线在子帧中传输处理后的符号,其中第一比率大于第二比率,第一比率与具有多天线的一部分的第一天线集相关联,并且第二比率与具有多天线的另一部分的第二天线集相关联。

[0027] 在本发明的另一个方面中,提供了一种用于在包括多天线的多输入多输出(MIMO)系统中接收信号的方法,该方法包括:在子帧中通过具有第一比率和第二比率的不相等比率的多天线接收多个符号,使用与时间/频率切换的传输分集组合的空时/频率码处理多个符号;并且其中第一比率大于第二比率,第一比率与具有多天线的一部分的第一天线集相关联,并且第二比率与具有多天线的另一部分的第二天线集相关联。

[0028] 可通过在子帧中的空时/频率码的重复数量来确定第一比率和第二比率。

[0029] 根据系统情况,空时/频率码的重复数量可以是固定的或可变的。

[0030] 可在子帧中以第一比率选择第一天线集,并且在子帧中以第二比率选择第二天线集。

[0031] 传输(Tx)功率可被分配给子帧中第一比率的第二天线集,并且传输(Tx)功率可被分配给子帧中第二比率的第二天线集。

[0032] 第一天线集可能比第二天线集具有更高的可靠性。

[0033] 第一天线集可能比第二天线集传输更多的子帧中的参考符号。

[0034] 可以通过使用具有每个多天线或天线集不同的功率缩放因子的功率缩放矩阵来分配传输(Tx)功率。

[0035] 为OFDM符号传输至少一个子帧中的参考符号,传输至少一个参考符号的天线可能比每个天线集中包括的天线之中的其它天线分配有更小加权。

[0036] 为OFDM符号传输至少一个子帧中的参考符号,可以删除在多个符号之中的至少一个数据符号,并且参考符号的传输(Tx)功率随着用于删除的数据符号的传输(Tx)功率的量增加。

[0037] 可通过具有不相等比率的多天线来传输特定区域的处理后的符号,特定区域包括在从子帧所划分的一个或多个区域之中。

[0038] 可以根据是否在每个区域中传输了参考符号来划分一个或多个区域。

[0039] 可以根据多少天线与在每个区域中传输的参考符号相关联来划分一个或多个区域。

[0040] 在本发明的另一个方面中,提供了一种用于在采用多天线的多输入多输出(MIMO)系统中传输信号的方法,该方法包括:按为每个天线为多个符号分配功率加权;在子帧中通过多天传输加权的符号,其中传输至少一个参考符号的天线比多天线之中的其它天线分配有更小的加权以用于在子帧中传输至少一个参考符号的时间单元。

[0041] 在本发明的另一个方面中,提供了一种用于在多输入多输出(MIMO)系统中传输信号的方法,该方法包括:将MIMO系统的传输(Tx)单元包括的时间-频率资源划分为一个或多个区域;为每个划分区域确定信号传输方案;以及根据确定的方案执行信号传输。

[0042] 可以通过参考符号的存在与否确定划分区域。

[0043] 该方法可进一步包括：考虑划分区域中包括的参考符号的特性来确定信号传输方案。

[0044] 如果划分区域包括参考符号，可将不相等比率传输方案应用至划分区域，并且如果划分区域不包括参考符号，可将相等比率传输方案应用至划分区域。

[0045] 可以理解的是本发明以上的一般描述和以下的详细描述都是示例的和解释性的，并且可以提供对本发明的权利要求的进一步说明。

[0046] 有益效果

[0047] 本发明提供了一种空时码的不相等比率传输方案。尽管多天线具有不同可靠性，不相等比率传输方案增加Rx性能而不管空间信道的多普勒频率。并且，不相等比率传输方案可以解决因为参考符号而引起的物理天线不相等功率传输问题。

附图说明

[0048] 本发明所包括的附图用于提供对本发明的进一步理解，它们被结合在此并构成了本说明书的一部分，这些附图示出了本发明的实施例，并且与说明书一起用于解释本发明的原理。

[0049] 在附图中：

[0050] 图1是表示配备有多个传输/接收(Tx/Rx)天线的MIMO-OFDM系统的方框图；

[0051] 图2是表示根据本发明，基于天线切换技术的空时码的不相等比率传输方案所使用的示例性传输系统的方框图；

[0052] 图3是表示根据本发明，基于Tx功率缩放技术的空时码的不相等比率传输方案所使用的示例性传输系统的方框图；

[0053] 图4是表示根据本发明，同时应用基于天线切换方案的第一空时码不相等比率传输方案和基于用于每个Tx天线的Tx功率缩放的第二空时码不相等比率传输方案的示例性传输系统的方框图；

[0054] 图5是表示根据本发明一个实施例，适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子的传输端的方框图；

[0055] 图6是表示根据本发明另一个实施例，适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子的传输端的方框图；

[0056] 图7是表示根据本发明另一个实施例，适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子的传输端的方框图；

[0057] 图8是表示循环延迟分集方案的例子的传输端的方框图；

[0058] 图9是表示根据本发明，应用了循环延迟分集方案和不相等比率传输方案的传输端的方框图；

[0059] 图10表示配备有四个Tx天线的OFDM系统的参考符号；

[0060] 图11是表示根据本发明第一实施例，基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图；

[0061] 图12是表示根据本发明第二实施例，基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图；

[0062] 图13是表示根据本发明第三实施例，基于时间和频率位置的不相等比率传输方案

的概念框图；

[0063] 图14是表示根据本发明第四实施例,基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图；

[0064] 图15是表示根据本发明第五实施例,基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图；

[0065] 图16表示用于3GPP LTE系统的四个Tx天线的导频结构；

[0066] 图17是表示根据本发明,用于与包括参考符号的单个OFDM符号相关联的每个Tx天线的信号映射方案的概念框图；

[0067] 图18是表示根据本发明,基于与具有图17的参考符号的单个OFDM符号相关联的功率缩放方案的不相等比率传输方案的概念框图；

[0068] 图19是表示根据本发明,如果删余某些数据以增加参考符号的分配功率,基于功率缩放方案的不相等比率传输方案的概念框图。

具体实施方式

[0069] 现在将参考本发明优选实施例进行详细说明,其例子已表示在附图中。在可能的地方,附图中将使用相同的参考标记来表示相同或相似的部分。

[0070] 在描述本发明之前,应当注意的是本发明所公开的大多数术语相应于本领域公知的一般术语,但是申请人在必要时选择某些术语,并且以下将公开在本发明的随后描述中。因此,优选的是基于其在本发明中的意义来理解由申请人所定义的术语。

[0071] 为了本发明的描述方便和更好的理解,将省略或者由方框图或流程图表示本领域公知的一般性结构和设备。在可能的地方,附图中将使用相同的参考标记表示相同或相似的部分。

[0072] 基于所有Tx天线具有相同的可靠性这种假设来设计一种一般的多输入多输出(MIMO)方案。然而,根据各个Tx天线的参考符号量,实际实现的系统可能具有不同的信道估计性能。换句话说,Tx天线可能具有不同的信号检测性能。因此,在各个Tx天线具有不同信号检测性能的情况下,上述MIMO方案必须被改变为其它方案。

[0073] 并且,当根据通信系统或通信信道的特性来传输相应信道的参考符号时,相比于一般数据信号的传输,可以使用更高的Tx功率。也就是说,其可能提高为对于每个Tx天线的Tx功率分配的差异。根据系统,上述参考符号还可被称为其它名字(例如参考信号(RS),导频符号或导频信号)。

[0074] 根据本发明的与不相等比率传输组合的空时码使得MIMO系统使用具有使用空时码的不相等比率的各个天线。在使用与不相等比率传输方案相组合的空时码的情况下,倘若各个天线具有不同的可靠性,Rx性能可得到提高而不管多普勒频率。并且,因为参考符号而导致的物理天线不相等功率传输问题可以得到解决。

[0075] 一般来说,可以通过两种不同的方式来组合不相等比率传输方案和空时码,例如天线切换方案和用于每个Tx天线的Tx功率缩放。无需多言,在必要时第一种方法和第二种方法还可以彼此组合。

[0076] <第一实施例>

[0077] 与基于天线切换方案的不相等比率传输方案相组合的空时码

[0078] 在描述本发明的该实施例之前,以下将描述用于多天线编码方法(也被称为MIMO编码方法)或空间处理方法中的空时码,以及基于上述空时码的MIMO方案(也就是天线切换方案)。

[0079] 如表1所示的空时码(1)具有空间复用率1,如表1所示的空时码(3)具有空间复用率2,因此在表1所示的用于2Tx天线的空时码之中,空时码(1)和(3)可以获取最高的分集增益。

[0080] 如果Tx天线的数量大于2,在必要时,表1的空时码(1)和(3)可与天线切换方案相组合。可以解释公式1和公式2来表示上述组合的例子。如公式1和2所示,如果用于2Tx天线的空时码与天线切换方案相组合,以相同次数传输信号给各个天线,从而实现最高的分集增益。

[0081] 以下将描述一种用于使用空时码来应用上述天线切换方案的方法。

[0082] [公式3]

$$[0083] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_4 \end{bmatrix}$$

[0084] (其中,水平方向(→):时间;垂直方向(↓):天线)

[0085] [公式4]

$$[0086] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & S_7 \\ S_2 & 0 & S_5 & 0 \\ 0 & S_3 & S_6 & 0 \\ 0 & S_4 & 0 & S_8 \end{bmatrix}$$

[0087] (其中,水平方向(→):时间;垂直方向(↓):天线)

[0088] 如公式3所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个时间的单个Tx天线,并且接着传输。也就是说,公式3可以被考虑为由空间复用率1所指示的情况。

[0089] 如公式4所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个时间的2个Tx天线,并且接着传输。也就是说,公式4可以被考虑为由空间复用率2所指示的情况。

[0090] 同样的,公式3和公式4表示根据上述TSTD方法使用用于每个时间的预定模型来选择Tx天线,并且传输数据,从而获得空间分集增益。

[0091] 如果公式3的方案被扩展到OFDM系统中的子载波区域,可以获得以下公式5。如果公式4的方案被扩展到OFDM系统中的子载波区域,可以获得以下公式6。

[0092] [公式5]

$$[0093] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_4 \end{bmatrix}$$

[0094] (其中,水平方向(→):子载波;垂直方向(↓):天线)

[0095] [公式6]

$$[0096] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & S_7 \\ S_2 & 0 & S_5 & 0 \\ 0 & S_3 & S_6 & 0 \\ 0 & S_4 & 0 & S_8 \end{bmatrix}$$

[0097] (其中,水平方向(→):子载波;垂直方向(↓):天线)

[0098] 如公式5所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个子载波的单个Tx天线,并且接着传输信号。也就是说,公式5可以被考虑为由空间复用率1所指示的情况。

[0099] 如公式6所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个子载波的2个Tx天线,并且接着传输。也就是说,公式6可以被考虑为由空间复用率2所指示的情况。

[0100] 同样的,公式5和公式6表示根据上述FSTD方法使用用于每个频率或子载波的预定模型来选择Tx天线,并且传输数据,从而获得空间分集增益。

[0101] 公式3至6表示TSTD和FSTD方案的例子。通过至少两个任意列来不断重复公式3至6的方案,因此可以看出,所有天线将以相同的率传输信号。该方案可被称为空时码相等比率传输方案。

[0102] 图2是表示根据本发明,基于天线切换技术的空时码的不相等比率传输方案所使用的示例传输系统的方框图。

[0103] 图2是表示通信系统的传输端的例子。图2的传输端可以与图1的传输端相似。以下将仅基于本发明的特征构成来描述图2的传输端。

[0104] 参见图2,通信系统的传输端包括空间处理块21,并且还可额外地包括不相等比率天线切换单元22。在这种情况下,空间处理块21可由图1的MIMO编码器代替。

[0105] 如果R数据流20被应用给空间处理块21,其由空间处理块21空间处理,因此其被变换为M信号。M信号被应用给不相等比率天线切换单元22,因此其通过与不相等比率传输方案组合的空时码经由 N_t 个Tx天线23被传输给接收端。也就是说,“R”是空间复用率的指示,“M”是空间复用后的结果的指示,并且“ N_t ”是Tx天线的数量。

[0106] 所有上述的空间处理方法都可被应用给图2的空间处理块21。上述不相等比率天

线切换单元22传输信号,已经为每个Tx天线以适当的比率,空间地处理该信号,因此该不相等比率天线切换单元22就作为不相等比率发射器。

[0107] 天线切换方案从 N_t 个Tx天线之中选择在特定时域或特定频域中的 N_s 个Tx天线,并且使用所选择的的天线传输数据。在这种情况下,“ N_s ”和“ N_t ”可以满足以下公式7:

[0108] [公式7]

[0109] $N_s \leq N_t$

[0110] 在上述天线切换方案中,一种用于时间上的切换特定天线的方案被称为时间切换传输分集(TSTD)方案,并且另一种用于根据频域来切换特定天线的方案被称为频率切换传输分集(FSTD)方案。

[0111] 无需多言,如图2所示,基于天线切换方案的天线切换单元22可从空间处理块21中分离出来。如果需要的话,空间处理块21还可被设计为使用空时码来执行以上的天线切换,其能够由上述的天线切换单元22代替。

[0112] 以下将参照下述空时码来描述根据本发明的不相等比率传输方案。以下公式8表示可应用不相等比率传输方案的示例性空时码。

[0113] [公式8]

$$[0114] \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & S_4 & 0 & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & 0 & S_5 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_6 \end{bmatrix}$$

[0115] (其中,水平方向(\rightarrow):时间或子载波;垂直方向(\downarrow):天线)

[0116] 公式8示例性地表示在配备有4个Tx天线的系统中的具有空间复用率1的TSTD/FSTD方案的应用。如公式8所示,由4个Tx天线之中的单个Tx天线选择单个时隙或单个子载波中包含的单个符号,并且接着传输该符号。

[0117] 如果不断地重复上述模型,并将该模型发送给时域或频域,可以理解的是传输给第一和第二天线的的数据符号的数量是传输给第三和第四天线的其它数据符号的两倍。

[0118] 在公式8的情况下,如果第一和第二Tx天线的可靠性高于第三和第四Tx天线,可以获得性能增益。如果第三和第四Tx天线的参考符号被应用给特定OFDM符号,公式8可适配于将各个物理天线的功率值调整为彼此相等。以下公式9表示另一个例子,其中更多数据符号被传输给第一和第二Tx天线:

[0119] [公式9]

$$[0120] \begin{bmatrix} S_1 & 0 & S_3 & 0 & 0 & S_6 & 0 & S_8 & 0 & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & S_4 & 0 & 0 & S_7 & 0 & S_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{10} \end{bmatrix}$$

[0121] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0122] 在公式9中,传输给第一和第二Tx天线的数据符号的比率比传输给第三和第四Tx天线的其它数据符号的比率高三倍。因此,与公式8相比,公式9相对增加了传输给第一和第二Tx天线的数据符号的比率。尽管空间复用率增加,上述方法仍可容易的实现。

[0123] 如果配备有4个Tx天线的系统应用表1的空时码(1)给上述空间处理块,其结果如公式10所示。

[0124] [公式10]

$$[0125] \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & S_3 & -S_4^* & 0 & 0 & S_7 & -S_8^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 & S_5 & -S_6^* & 0 & 0 & S_9 & -S_{10}^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{10} & S_9^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_6 & S_5^* & S_8 & S_7^* & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2 周期
 1 周期
 3 周期
 5 周期

[0126] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0127] 在公式10中,第一和第二Tx天线的Tx信号的切换率高于传输给第三和第四Tx天线的其它Tx信号,并且根据周期,比率可以不同。

[0128] 如果如公式10所示的5周期中包含的10列被用作单个模型,第一/第二Tx天线(以下称为(1,2)Tx天线)的信号传输率和第三/第四Tx天线(以下称为(3,4)Tx天线)的信号传输率可表示为3:2。

[0129] 并且,如公式10所示的3周期中包含的6列被用作单个模型,上述信号传输率可表示为2:1。

[0130] 举例来说,在特定系统的情况下,其中在(1,2)Tx天线和(3,4)Tx天线之间的可靠性差异正比于UE的移动速度的增加而增加,根据情况一个周期可被改变为另一个周期,并且改变后的周期可被用作单个模型,因此可以最优化系统性能。

[0131] 进一步的,如同以上参照公式3至6的描述,如果(1,2)Tx天线和(3,4)Tx天线被轮流用于TSTD和FSTD,可根据在子帧中的空时/频率码的接收数量来改变(1,2)Tx天线和(3,4)Tx天线的信号传输率。例如,如果在子帧的空时/频率码的接收数量是奇数,则(1,2)Tx天线的信号传输率大于(3,4)Tx天线的信号传输率。

[0132] 在本发明的另一个实施例中,在必要时可传输如公式11-13所示的不相等空时信号。

[0133] [公式11]

$$[0134] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & S_5 & S_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_7 & S_8 \\ S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & -S_6^* & S_5^* & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & -S_4^* & S_3^* & 0 & 0 & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}$$

[0135] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0136] [公式12]

$$[0137] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_7 & -S_8^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_8 & S_7^* \\ S_1 & -S_2^* & S_3 & -S_4^* & S_5 & -S_6^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & S_4 & S_3^* & S_6 & S_5^* & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[0138] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0139] [公式13]

$$[0140] \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 & S_5 & S_6 & S_7 & S_8 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* & -S_6^* & S_5^* & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}$$

[0141] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0142] 如果公式11-13的空时码的传输顺序是单个周期,(1,2)Tx天线和(3,4)Tx天线的传输率可表示为1:3。

[0143] 如公式8至13所示,如果在维持空时码的正交性的条件下维持根据不相等比率传

输方案的传输率,所有种类的传输方案都是可用的。

[0144] <第二实施例>

[0145] 与基于功率缩放方案的不相等比率传输方案相组合的空时码

[0146] 图3是表示根据本发明的基于Tx功率缩放方案的空时码的不相等比率传输方案中所使用的示例性的传输系统的方框图。

[0147] 图3表示通信系统的传输端的例子。图3的传输端可与图1的相似。以下将仅基于本发明的特征构成来描述图3的传输端。

[0148] 参见图3,通信系统的传输端包括空间处理块31,并且还可额外地包括不相等比率功率缩放单元32。在这种情况下,空间处理块31可由图1的MIMO编码器代替。

[0149] 如果R数据流30被应用给空间处理块31,其由空间处理块31空间处理,因此其被转换为M信号。M信号被应用给不相等比率功率缩放单元32,因此其通过空时码不相等比率传输方案经由 N_t 个Tx天线33被传输给接收端。也就是说,“R”是空间复用率的指示,“M”是空间复用后的结果的指示,并且“ N_t ”是Tx天线的数量。

[0150] 所有上述的空间处理方法都可被应用给图3的空间处理块31。上述不相等比率功率缩放单元32传输信号,为每个Tx天线以适当的功率率空间地处理该信号,因此该不相等比率功率缩放单元32就作为不相等比率发射器。例如,如果各个Tx天线具有不同的可靠性,可以降低低可靠性Tx天线并且接着传输。

[0151] 以下将详细描述不相等比率功率缩放单元32的操作。如图3所示,不相等比率功率缩放单元32接收空间处理块31的输出信号,并且使用由每个Tx天线的可靠性确定的功率因子 $a_i, i=1, 2, \dots, N_t$ 来加权接收到的信号,因此其可以调整每个天线的Tx功率。在这种情况下,优选的是,可不通过上述功率因子来调整所有Tx天线的参考符号的功率,从而防止信道估计性能变得失真。

[0152] 优选的是,用于每个Tx天线的功率因子可被设置为特定功率因子,其中所有Tx天线的Tx功率等于或小于最高Tx功率。

[0153] [公式14]

$$[0154] \quad |a_1|^2 + |a_2|^2 + |a_3|^2 + |a_4|^2 = K$$

[0155] 在上述条件下,也就是说,如果用于每个Tx天线的功率值被设置为在其中所有天线的Tx功率等于或小于最高Tx功率的特定功率值,公式14表示能够确定每个Tx天线的功率的功率因子必须满足的参考值的例子。具体说来,公式14表示在使用4个Tx天线的情况下可适用的例子。

[0156] 在公式14中,“K”是用于正规化发射器的Tx功率之和的因子。在公式14中, $a_i, i=1, 2, \dots, 4$ 是实数,并且作为用于调整第i个Tx天线的功率的功率因子。在上述方案的一个例子中,如果(1,2)Tx天线的可靠性高于(3,4)Tx天线的可靠性,可以按照以下公式15的形式来调整功率:

[0157] [功率15]

$$[0158] \quad (|a_1|^2 = |a_2|^2) \geq (|a_3|^2 = |a_4|^2)$$

[0159] 公式15表示一种在(1,2)Tx天线的可靠性高于(3,4)Tx天线的可靠性条件下用于调整功率并且采用调整的功率的方法。如同公式14中的相同的方式, $a_i, i=1, 2, \dots, 4$ 是实数,并且作为用于调整第i个Tx天线的功率的功率因子。并且可以在满足在上述公式14中公

开的功率因子的条件的范围内确定功率因子值。

[0160] 以下将参照空时码来描述根据本发明的不相等比率传输方案。以上与基于上述Tx功率缩放方案的不相等比率传输方案相组合的空时码可被应用给其他空间处理方法。以下公式16表示在不等比率传输方案中使用的示例性空时码：

[0161] [公式16]

$$[0162] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0163] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0164] 公式16的空时码可被修改为其它的空时码,以下公式17表示其它例子:

[0165] [公式17]

$$[0166] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0167] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0168] 公式16表示不相等比率传输方案被应用给上述公式1和2的例子。公式17表示不相等比率传输方案被应用给由公式1和公式2修改Tx天线和传输顺序的一个例子。在这种情况下,由 $a_i, i=1, 2, \dots, 4$ 组成的对角矩阵可被称为功率缩放矩阵。如公式16所示,功率缩放矩阵乘上多种空时码,因此可以容易地操纵功率缩放。

[0169] 以下公式18和19的每一个都指示应用了不相等比率传输方案的空时码的另一个例子。

[0170] [公式18]

$$[0171] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_4 \end{bmatrix}$$

[0172] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0173] [公式19]

$$[0174] \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & S_7 \\ S_2 & 0 & S_5 & 0 \\ 0 & S_3 & S_6 & 0 \\ 0 & S_4 & 0 & S_8 \end{bmatrix}$$

[0175] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0176] 公式18表示不相等比率传输方案被应用到公式3和5。公式19表示不相等比率传输方案被应用到公式4和6。

[0177] 如公式18所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个时间的单个Tx天线,并且接着传输。也就是说,公式18可被考虑为由空间复用率1指示的情况。

[0178] 如公式19所示,在配备有4个Tx天线的通信系统中选择用于每个时间的2个Tx天线,并且接着传输。也就是说,公式19可被考虑为由空间复用率2指示的情况。

[0179] <第三实施例>

[0180] 基于天线切换和用于每个Tx天线的Tx功率缩放与不相等比率传输方案相组合的空时码

[0181] 图4是表示应用了基于天线切换方案和用于每个Tx天线的Tx功率缩放的空时码不相等比率传输方案的示例性的传输系统的方框图。

[0182] 如上所示,可以通过不同的方法来实现空时码不相等比率传输方案,也就是基于天线切换的第一方法和基于用于每个Tx天线的Tx功率缩放的第二方法。如果有需要,第一方法和第二方法可以彼此组合。图4示例性地表示第一和第二方法的组合。图4的构成和操作与图2和3的构成和操作相同或相似。

[0183] <第四实施例>

[0184] 用于应用了广义相移分集方案和/或广义循环延迟分集方案的系统的与不相等比率传输方案相组合的空时码

[0185] <广义相移分集方案>

[0186] 在描述本发明该实施例之前,以下将详细描述作为一种示例性的MIMO方案的广义相移分集(GPSD)方案。

[0187] 图5是表示根据本发明一个实施例的适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子传输端的方框图。

[0188] 图5的GPSD方法可以获得分集增益以及波束形成(BF)增益而不管空间复用率和Tx天线的数量。

[0189] 传输(Tx)数据被划分为多个数据单元,因此可将其向/从OFDM系统传输/接收。换句话说,如图5所示,Tx数据可包括至少一个OFDM符号50或至少一个流。在空间处理块51中接收每个OFDM符号50。空间处理块51对接收到的OFDM符号执行空间处理。

[0190] 在这种情况下,空间处理块51可根据GPSD方案来处理每个OFDM符号50。换句话说,用于每个Tx天线的相移值被应用给每个OFDM符号50,因此来配置用于每个Tx天线的空时处理后的信号。以下将参照空时码来详细描述GPSD方案。

[0191] 通过IFFT模块52将由空间处理块51空间处理的信号变换为用于每个Tx天线的时域信号。循环前缀(CP)被附加到从IFFT模块52生成的时域信号中,因此通过用于每个Tx天线的CP增加器53可以解决符号间干扰问题,从而防止信道间干扰。通过各个Tx天线54将最终的结果信号传输给接收端。

[0192] 图5的GPSD技术可由以下公式20来表示:

[0193] [公式20]

$$[0194] \quad GPSD_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix}$$

[0195] 在公式20中, $GPSD_{N_t \times R}^k$ 是可应用广义相移分集(GPSD)方案的预编码矩阵。

$w_{i,j}^k, i=1, \dots, N_t, j=1, \dots, R$ 是复数加权,并且“k”是子载波索引的资源索引。

[0196] 因此,根据与天线相乘的数据符号或子载波索引,复数加权 $w_{i,j}^k$ 可以具有不同的值。优选的是,公式20的预编码矩阵被配置为减少MIMO系统中的信道容量损失的酉矩阵的形式。

[0197] 以下公式21表示开放环路MIMO系统的信道容量:

[0198] [公式21]

$$[0199] \quad C_u(\mathbf{H}) = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\text{SNR}}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right)$$

[0200] 在公式21中, \mathbf{H} 是 $(N_r \times N_t)$ 大小的MIMO信道。在这种情况下, N_t 是Tx天线的数量,并且 N_r 是Rx天线的数量。如果预编码矩阵(P)被应用到公式21,可以得出以下公式22:

[0201] [公式22]

$$[0202] \quad C_{\text{precoding}} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\text{SNR}}{N} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}^H \right) \right)$$

[0203] 在公式22中, \mathbf{P} 是预编码矩阵。如公式22所示,为了移除信道容量的损失,预编码矩阵 \mathbf{P} 必须满足以下指示酉矩阵条件的公式23。

[0204] [公式23]

$$[0205] \quad \mathbf{P} \mathbf{P}^H = \mathbf{I}_{N_t}$$

[0206] 公式23表示上述酉矩阵条件的一个例子。可通过组合多种酉矩阵容易地实现满足

该酉矩阵条件的 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵。

[0207] 以下公式24示例性地表示以具有相同资源索引k的相移矩阵和酉矩阵乘积的形式配置的 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵：

[0208] [公式24]

[0209]

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} (\mathbf{U}_{N_t \times R}^k)$$

[0210] 在公式24中,可以通过以下公式25根据延迟值 $\tau_i(t)$, $i=1, \dots, N_t$ 来计算相应于相移矩阵中包含的索引的相位角 $\theta_i(t)$, $i=1, \dots, N_t$ 。 $\mathbf{U}_{N_t \times R}^k$ 可以是特定用于索引k的酉矩阵, 或者还可以是无关于k而固定的。

[0211] [公式25]

[0212] $\theta_i = -2\pi/N \cdot \tau_i$

[0213] 在公式25中,“N”是所有资源或所有资源块的数量,或者是OFDM符号的子载波的数量。如上所述, $\tau_i(t)$, $i=1, \dots, N_t$ 是延迟值。

[0214] 以下公式26表示 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵的另一个例子。

[0215] [公式26]

[0216]

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix} = (\mathbf{U}_{N_t \times R}^k) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R k} \end{pmatrix}$$

[0217] 如果以公式26的形式配置 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵,每个流的数据符号都被偏移相同相位,因此可以容易地配置 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵。如果扩展了公式7,可以通过以下公式27来表示 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵：

[0218] [公式27]

[0219]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{GPSD}_{N_t \times R}^k &= \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1,k}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_{2,k}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t,k}} \end{pmatrix} (\mathbf{U}_{N_t \times R}^k) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1,k}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_{2,k}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{R,k}} \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

[0220] 如公式27所示, $\mathbf{GPSD}_{N_t \times R}^k$ 矩阵的行和列具有独立的相位值, 因此可以获得更多的频率分集增益。

[0221] <广义循环延迟分集方案>

[0222] 在描述本发明的该实施例之前, 以下将详细描述作为示例性MIMO方案的广义循环延迟分集(GCDD)方案。

[0223] 已经发展了多种MIMO方案以增加基于多码字(MCW)的MIMO-OFDM系统的通信性能。该MIMO方案的一个典型例子就是被用作能够执行码字间的信道规格化的层置换方案的GCDD方案。

[0224] GCDD方案允许根据各个子载波区别地建立预编码矩阵特征, 因而执行信道之间的规格化。

[0225] 也就是说, GCDD方案控制将要通过所有天线传输的所有流。在这种情况下, 应当注意的是GCDD方案将具有不同相位值的序列乘上上述要被传输的流, 并且接着传输相乘后的结果流。上述GCDD方案的数学表达式还可被写为GPSD方案的公式24中的形式。

[0226] 还可同时使用上述广义相移分集(GPSD)方案和上述广义循环延迟分集(GCDD)方案, 如以下公式28所示:

[0227] [公式28]

$$\begin{aligned}
 \text{GPSD}_{N_t \times R}^k \text{GCDD}_{R \times R}^k &= \begin{pmatrix} W_{1,1}^k & W_{1,2}^k & \cdots & W_{1,R}^k \\ W_{2,1}^k & W_{2,2}^k & \cdots & W_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N_t,1}^k & W_{N_t,2}^k & \cdots & W_{N_t,R}^k \end{pmatrix} \\
 [0228] \quad &= \underbrace{\begin{pmatrix} e^{j\theta_1^k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2^k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t}^k} \end{pmatrix}}_{\text{GPSD}_{N_t \times R}^k} \left(\mathbf{W}_{N_t \times R}^k \right) \underbrace{\begin{pmatrix} e^{j\theta_1^k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2^k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t}^k} \end{pmatrix}}_{\text{GCDD}_{R \times R}^k} \mathbf{U}_{R \times R}^k
 \end{aligned}$$

[0229] 在公式28中， $\mathbf{W}_{N_t \times R}^k$ 和 $\mathbf{U}_{R \times R}^k$ 可以是适于可能使用的子载波“k”的预编码矩阵，或者可以是为可能使用的整个频域固定的预编码矩阵。

[0230] 图6是表示根据本发明另一个实施例的适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子的传输端的方框图。

[0231] 图6的传输端与图5的OFDM系统的广义相移分集方案的传输端相似。因此，以下将仅基于本发明的特征构成来描述图6的传输端。

[0232] 参见图6，传输端额外地包括不相等比率天线切换单元62。

[0233] 如果每个OFDM符号60进入基于GPSD的空间处理块61，空间处理块61对接收到的OFDM符号60执行空间处理，因此配置用于每个Tx天线的信号。并且，空间处理后的信号被传输给不相等比率天线切换单元62，并且接着由根据空时码不相等比率传输方案选择的各个天线的IFFT模块63变换为时域信号。接着，通过CP增加器（也被称为“增加CP”）64将CP插入到每个时域信号中，因而通过每个Tx天线65将最终结果信号传输给接收端。

[0234] 如以上图2所示，上述不相等比率天线切换单元62传输空间处理后的信号给各个Tx天线，因此其被用作不相等比率发射器。在这种情况下，应当注意的是已经以适于各个TX天线的比率处理了空间处理后的信号。

[0235] 在这种情况下，基于天线切换方案的天线切换单元62可从图6的基于GPSD的空间处理块61中分离。空间处理块61还可使用能够具有与天线切换单元62相同效果的空时码来执行GPSD天线切换。

[0236] 图7是表示根据本发明另一个实施例的适用于OFDM系统的广义相移分集方案的例子的传输端的方框图。

[0237] 图7的传输端与应用了GPSD方案和空时码不相等比率传输方案的图5的传输端相似。因此以下将仅基于本发明的特征构成来描述图7的传输端。

[0238] 图7的传输端包括不相等比率天线切换单元71，并且包括不相等比率功率缩放单元74。

[0239] 如果每个OFDM符号70进入基于GPSD的空间处理块71,空间处理块71对接收到的OFDM符号70执行空间处理,因此配置用于每个Tx天线的信号。并且,空间处理后的信号被各个天线的IFFT模块72变换为时域信号。接着,通过CP增加器(也被称为“增加CP”)74将CP插入到每个时域信号中,因而通过每个Tx天线75将最终结果信号传输给接收端。

[0240] 如以上图7所示,上述不相等比率功率缩放单元74传输空间处理后的信号给各个Tx天线,因此其用作不相等比率发射器。在这种情况下,应当注意的是空间处理后的信号已经以适于各个Tx天线的比率得到处理。例如,如果各个Tx天线具有不同的可靠性,可以减少低可靠性Tx天线,并且接着传输。

[0241] 以下将详细描述不相等比率功率缩放单元74的操作。如图7所示,不相等比率功率缩放单元74接收空间处理块71的输出信号,并且使用由每个Tx天线的可靠性确定的功率因子 $a_i, i=1, 2, \dots, N_t$ 来传输接收到的信号,因此其可调整每个Tx天线的功率。在这种情况下,优选的是可以不通过上述功率因子来调整所有Tx天线的参考符号的功率,从而防止信道估计性能变得失真。

[0242] 并且,应当注意的仅是出于示例性的目的而公开图7的传输端,不相等比率功率缩放单元74可以位于与空间处理单元一样的位置,或者可以位于空间处理单元之前。并且,不相等比率功率缩放单元72还可位于在通过Tx天线传输数据或信号的其它点之前。

[0243] 另外,以下公式29表示可同时应用了广义相移分集(GPSD)方案和不相等比率传输方案的 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵的例子:

[0244] [公式29]

$$[0245] \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{bmatrix}$$

[0246] 如公式29所示,功率缩放矩阵与 $GPSD_{N_t \times R}^k$ 矩阵相乘,因此广义相移分集(GPSD)方案和不相等比率传输方案可同时应用到相乘后的结果。

[0247] 如公式29所示的相移矩阵的相位角或时间延迟值被设为“0”,可以获得以下公式30:

[0248] [公式30]

[0249]

$$\begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_{N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{bmatrix} U_{N_t \times R}^k = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_{N_t} \end{bmatrix} U_{N_t \times R}^k$$

[0250] 在公式30中, $U_{N_t \times R}^k$ 是预编码矩阵。

[0251] 上述用于通过切换天线的一些部分或者缩放每个Tx天线的功率而将不相等比率传输方案应用给上述GPSD方案的方法可与使用GCDD方案的第一情况及同时使用GPSD和GCDD方案的第二情况相同或相似。

[0252] 同样的, 无需多言, 考虑到天线切换方法和Tx功率缩放方法, 不相等比率传输方案还可被应用到上述广义相移分集方案。

[0253] <第五实施例>

[0254] 用于应用了循环延迟分集的系统的不相等比率传输方案相组合的空时码

[0255] 在描述本发明的该实施例之前, 以下将详细描述作为示例性的MIMO方案的循环延迟分集方案。

[0256] 图8是表示根据本发明的循环延迟分集方案的例子的传输端的方框图。

[0257] 如果用于2个Tx天线的空时码被扩展到配备有至少2个Tx天线的MIMO系统中, 循环延迟分集(CDD)方案被应用给除2个Tx天线之外的剩余的Tx天线, 因此上述空时码可被扩展到MIMO系统。

[0258] 图8表示在MIMO环境下, 循环延迟分集(CDD)方案被应用给表1中的空时码(1)。如图8所示, 如果用于2个Tx天线的空时码被扩展到配备有至少2个Tx天线的MIMO系统, 并且相移序列被应用到除2个Tx天线之外的剩余Tx天线, 可以获得上述循环延迟分集(CDD)效果。图8的循环延迟分集(CDD)方案可由以下公式31来数学的表示。

[0259] [公式31]

$$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_2 k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

相移矩阵

[0261] 在公式31中, 作为包含在相移矩阵中的值的指数的变量之一的 $\theta_i, i=1, 2$ 是相应于相移值或循环延迟值的相位角的指示。重复表1的空时码(1), 从而生成多个天线的空时码。换句话说, 如公式31所示, 生成用于4个天线的空时码, 从而可以分别通过(2, 4)Tx天线

来传输(1,3)Tx天线的Tx码的重复值。如上所述,如果使用相移矩阵,可以认为应用了图8的相移(也就是循环延迟分集(CDD)方案)。

[0262] 图9是表示根据本发明的应用了循环延迟分集(CDD)方案和不相等比率传输方案的传输端的方框图。

[0263] 参见图9,用于每个Tx天线的功率因子与已经应用了循环延迟分集(CDD)方案的每个信号相乘,从而调整Tx功率。循环延迟分集(CDD)方案的详细描述与图8的CDD方案相同。然而,根据图9的CDD方案,与图8的CDD方案不同的是其分别通过(3,4)Tx天线来传输(1,2)Tx天线的Tx码的重复值。

[0264] 在这种情况下,功率因子得到调整,因此高Tx功率被分配给高可靠性Tx天线,并且低Tx功率被分配给低可靠性天线。在该方式中,不相等Tx功率被应用给各个Tx天线,因而增加了接收器的性能。

[0265] 可以通过以下公式32来数学地表示基于以上图9的CDD方案的不相等比率传输方案:

[0266] [公式32]

$$[0267] \quad \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 e^{j\theta_1 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 e^{j\theta_2 k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

[0268] 在公式32中, $a_i, i=1,2,\dots,4$ 是实数,并且作为用于调整第*i*个Tx天线的功率的功率因子。例如,如果(1,2)Tx天线的可靠性高于(3,4)Tx天线的可靠性,可以按照以上公式15的形式来调整功率。

[0269] <第六实施例>

[0270] 与基于时间和频率的资源分配信息的不相等比率传输方案相组合的空时码

[0271] 如果Tx天线具有不同的可靠性,上述实施例已公开了多种用于使用不同信号传输率(也就是不相等传输率)或不同信号功率率(也就是不相等功率率)来增加接收器的接收性能的方法。

[0272] 然而,各个Tx天线的可靠性受到用于每个Tx天线的导频分配或UE的移动速度的影响。并且,Tx天线的可靠性还可根据OFDM系统的时间和频率的资源分配而改变。因此,以下将描述一种用于根据时间/频率的资源分配而区别地为每个Tx天线应用不相等比率的方法。

[0273] 图10表示配备有4个Tx天线的OFDM系统的参考符号。

[0274] 参见图10,多路径衰落发生于无线通信系统环境下。信道估计处理是用于补偿因衰落而引起的突然的环境变化而导致的信号失真的处理,从而恢复Tx信号。为了执行信道估计,使用在发射器和接收器之间互相识别的参考符号。

[0275] 为了增加在将一般参考符号映射到资源分量期间的Tx数据的数量,在子载波之间为数据或控制信息分配参考符号。为了便于信道估计,优选的是参考符号的功率大于数据

或控制信息的功率。

[0276] 举例来说,在使用4个Tx天线的情况下,如果参考符号的功率增加 β dB,并且传输具有增加的功率的参考符号,必须降低数据子载波的功率。在这种情况下,如果码本被应用到上述情况,会引起Tx天线之间不平衡的功率。

[0277] 举例来说,如果在配备有各个参考符号的单个符号中包含的功率值之和为“1”,并且参考符号使用用于4个天线的删余(puncturing)而增加3dB,用于第一和第二天线的参考符号R1和R2的功率被表示为 $8/12$ 。

[0278] 在这种情况下,分配给数据子载波的剩余的功率量被表示为 $4/12$, $5/12$ 的功率被分配给第一和第二天线,并且 $1/12$ 的功率被分配给第三和第四天线,从而引发严重不平衡的功率。

[0279] 如图10所示,可以看出在一个传输单元中,(1,2)Tx天线的参考符号的数量多于(3,4)Tx天线的参考符号的数量。在高速环境下,对于(1,2)Tx天线有增加的趋向以具有比(3,4)Tx天线更高的信道估计性能。然而,(3,4)参考符号所在的OFDM符号难以获取较高信道估计性能。上述参考符号还可被称为其它名称(例如参考信号(RS),导频符号或导频信号)。

[0280] 以下将详细描述根据本发明的用于考虑了时间/频率位置而应用不相等比率传输方案的方法。具体而言,上述根据本发明的不相等比率传输方案可以更有效的用于解决因上述参考符号而引起的物理天线不相等功率传输问题。

[0281] 这是因为:根据OFDM符号包含哪个Tx天线的参考符号,可能导致信道估计性能或系统性能的差异。

[0282] 根据本发明的该实施例,例如在单个传输单元中包含的传输资源,子帧被划分为一个或多个资源区域,并且空时码被不同的应用到一个或多个资源区域中。

[0283] 在这种情况下,有多种参考来区别各个资源区域,例如,在第一种方法中,在各个资源区域中传输参考符号的Tx天线的数量不同,在第二种方法中,可以将参考符号传输区域和参考符号之外的数据符号专用传输区域用作上述参考。

[0284] 同样的,一种用于区别地应用空时码给各个区域的方法也可被用作上述参考。可以使用多种方法,例如,在其中根据传输参考符号的Tx天线的数量而应用不同的空时码给各个区域的第一方法,在其中根据传输参考符号的Tx天线而应用不同空时码给各个区域的第二方法,以及确定是否通过相应区域传输参考符号,和根据所确定的结果应用不同空时码给各个区域的第三方法。

[0285] 图11是表示根据本发明第一实施例的基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图。

[0286] 更详细的说,图11表示考虑配备有4个Tx天线的OFDM系统的参考符号结构而实现的不相等比率传输方案的应用例子。

[0287] 单个传输单元所包含的传输资源被划分为一个或多个资源区域。例如,图11中存在第一OFDM符号区域和第二OFDM符号区域。第一OFDM符号区域包括用于4个Tx天线(包括(1,2,3,4)Tx天线)的所有参考符号,并且第二OFDM符号区域仅包括用于2个Tx天线(包括(1,2)Tx天线)的参考符号。

[0288] 如图10所示,如果(1,2)Tx天线的参考符号的数量多于(3,4)Tx天线的参考符号的

数量,在高速环境下,对于(1,2)Tx天线有增加的趋向以具有比(3,4)Tx天线更高的信道估计性能。然而,(3,4)Tx天线的参考符号所在的OFDM符号难以获取较高信道估计性能。也就是说,各个天线的性能存在差异(也就是不平等)。

[0289] 因此,4Tx分集方案被应用给包括所有用于(1,2,3,4)Tx天线的参考符号的第一OFDM符号区域。2Tx分集方案被应用给第一OFDM符号区域之外的第二OFDM符号区域。换句话说,分集方案、传输方案或空时码被区别地应用给各个区域。

[0290] 如果各个Tx天线参考符号具有不同的数量,主要适于相应的Tx天线的MIMO方案被应用到包括相应Tx天线的许多参考符号的特定区域。在应用该实施例的情况下,在高速移动环境下可提高Rx性能。无需多言,图11的方案还可应用到其他参考符号结构。一般来说,如果相应MIMO方案被应用到使用Tx天线的参考符号的时域中,在高速移动环境下可获得高性能。

[0291] 图12是表示根据本发明第二实施例的基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图。更详细的来说,图12表示考虑配备有4个Tx天线的OFDM系统的参考符号结构而实现的不相等比率传输方案。

[0292] 图12表示基于子载波或频率的区别,反之图11表示基于OFDM符号的区别。如图12所示,基于频率将整个频率带宽划分为至少两个划分区域。并且,可区别地确定分集方案、传输方案或空时码,并将其应用到各个划分区域。在这种情况下,可以考虑传输给每个划分区域的参考符号或数据符号来决定确定的空时码。

[0293] 以下将参照图13和图14来描述一种用于采用适于具有参考符号的第一区域或适于不具有参考符号的第二区域的空时信号处理方案的方法。

[0294] 图13是表示根据本发明第三实施例的基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图。更详细的说,图13表示基于配备有4个Tx天线的OFDM系统的参考符号结构的不相等比率传输方案的应用例子。

[0295] 单个传输单元中包含的传输资源被划分为一个或多个资源区域。例如,图13中存在第一OFDM符号区域和第二OFDM符号区域。第一OFDM符号区域包括用于(1,2,3,4)Tx天线至少一个的所有参考符号,并且第二OFDM符号区域仅包括数据符号。

[0296] 如图13所示,不同的传输方案或不同的空时码被应用到上述第一和第二OFDM符号区域。例如,不相等比率传输方案可被应用到包括参考符号的第一OFDM符号区域,并且不相等比率传输方案可被应用到仅包括数据符号的第二OFDM符号区域。

[0297] 如果不相等比率传输方案被应用到包括参考符号的第一OFDM符号区域,可以解决在各个物理天线之间的Tx功率的不平衡问题,其可以增加每个参考符号的Tx功率。

[0298] 图14是表示根据本发明第四实施例的基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图。具体来说,图14表示基于配备有4个Tx天线的OFDM系统的参考符号结构的不相等比率传输方案的应用例子。

[0299] 单个传输单元中包含的传输资源被划分为一个或多个资源区域。例如,图14中存在第一子载波区域和第二子载波区域。第一子载波区域包括用于(1,2,3,4)Tx天线中至少一个的所有参考符号,并且第二子载波区域仅包括数据符号。

[0300] 在图14中,不同传输方案或不同空时码被应用到上述第一和第二子载波区域。例如,不相等比率传输方案可被应用到具有参考符号的第一子载波区域,并且不相等比率传

输方案可被应用到仅包括数据符号的第二子载波区域。

[0301] 如果不相等比率传输方案被应用到包括参考符号的第一OFDM符号时域,可以解决在各个物理天线之间的Tx功率的不平衡问题,其可以增加每个参考符号的Tx功率。

[0302] 图15是表示根据本发明第五实施例的基于时间和频率位置的不相等比率传输方案的概念框图。

[0303] 具体来说,根据图15的概念,在不相等比率传输方案范围内的不同类型的信号传输方案被应用到各个OFDM符号区域或各个子载波区域。

[0304] 举例来说,关联于图13的参考符号的OFDM符号使用不相等比率传输方案。在图13的情况下,可根据每个OFDM符号中包含的参考符号的天线数量类型来使用不同类型的信号传输方案。

[0305] 在如图15所示的OFDM符号区域的情况下,OFDM符号区域应用了不相等比率传输方案,应当注意的是一个或多个传输方案可被应用到上述OFDM符号区域。换句话说,图15中存在第一OFDM符号区域和第二OFDM符号区域。第一OFDM符号区域传输用于(1,2)Tx天线的参考符号,并且第二OFDM符号区域传输用于(3,4)Tx天线的参考符号。

[0306] 在图15中,使用了两种不相等比率传输方案,也就是第一不相等比率传输方案(方案1)和第二不相等比率传输方案(方案2)。第一不相等比率传输方案(方案1)被用于使用了用于(1,2)Tx天线的参考符号的OFDM符号中,并且其被设计为比(1,2)Tx天线传输更多信号给(3,4)Tx天线,以提高参考符号的功率。第二不相等比率传输方案(方案2)可基于空时码信号传输方案,该方案能够在从OFDM符号到(1,2)Tx天线的方向上传输信号,所述OFDM符号中使用了用于(3,4)Tx天线的参考符号。

[0307] 以下将详细描述一种用于采用使用了以下公式33至36的天线切换方案的方法。

[0308] [方法33]

$$[0309] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_7 & -S_8^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_8 & S_7^* \\ S_1 & -S_2^* & S_3 & -S_4^* & S_5 & -S_6^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & S_4 & S_3^* & S_6 & S_5^* & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[0310] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0311] [公式34]

$$[0312] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & S_5 & S_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_7 & S_8 \\ S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & -S_6^* & S_5^* & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & -S_4^* & S_3^* & 0 & 0 & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}$$

[0313] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0314] 公式33和34表示第一不相等比率传输方案(方案1)的空时码的例子。具体来说,公

式33和34表示被设计为向(3,4)Tx天线传输更多信号的空时码信号传输方案,从而增加参考符号的功率。优选的是,上述空时码可被用于使用了用于(1,2)Tx天线的参考符号的OFDM符号中。

[0315] [公式35]

$$[0316] \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & S_3 & -S_4^* & S_5 & -S_6^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & S_4 & S_3^* & S_6 & S_5^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_7 & -S_8^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_8 & S_7^* \end{bmatrix}$$

[0317] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0318] [公式36]

$$[0319] \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & S_5 & S_6 & 0 & 0 \\ -S_2^* & S_1^* & -S_4^* & S_3^* & 0 & 0 & S_7 & S_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -S_6^* & S_5^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}$$

[0320] (其中,水平方向(→):频率;垂直方向(↓):天线)

[0321] 公式35和36表示第二不相等比率传输方案(方案2)的空时码的例子。具体来说,公式35和36表示的空时码信号传输方案设计为传输更多信号给(1,2)Tx天线,从而增加参考符号的功率。优选的是,上述空时码可被用于使用了用于(3,4)Tx天线的参考符号的OFDM符号中。

[0322] 公式33-36的不相等比率传输方案的率还可被修改为其它,并且所有的通常的方法还可被应用到空时码。

[0323] 以下公式37-40表示功率缩放应用例子。

[0324] [公式37]

$$[0325] \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0326] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0327] [公式38]

$$[0328] \quad \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{N_t} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{bmatrix}}_{GPSD_{N_t \times R}^k \text{ 或 } GCDD_{R \times R}^k}$$

[0329] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0330] 在公式37和38中,可以使用满足预定条件($|a_1|^2 = |a_2|^2 \leq (|a_3|^2 = |a_4|^2)$), $|a_1|^2 + |a_2|^2 + |a_3|^2 + |a_4|^2 = K$ 的功率缩放矩阵。

[0331] 公式37和38表示用于第一不相等比率传输方案(方案1)的示例性空时码。具体来说,公式37和38表示的空时码信号传输方案被设计为传输更高功率给(3,4)Tx天线,从而增加参考符号的功率。优选的是,上述空时码可被用于使用了用于(1,2)Tx天线的参考符号的OFDM符号中。

[0332] [公式39]

$$[0333] \quad \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0334] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0335] [公式40]

$$[0336] \quad \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{N_t} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \cdots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \cdots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \cdots & w_{N_t,R}^k \end{bmatrix}}_{GPSD_{N_t \times R}^k \text{ 或 } GCDD_{R \times R}^k}$$

[0337] (其中,水平方向(→):时间或子载波;垂直方向(↓):天线)

[0338] 在公式39和40中,可以使用满足预定条件($|a_1|^2 = |a_2|^2 \leq (|a_3|^2 = |a_4|^2)$), $|a_1|^2 + |a_2|^2 + |a_3|^2 + |a_4|^2 = K$ 的功率缩放矩阵。

[0339] 公式39和40表示用于第二不相等比率传输方案(方案2)的示例性空时码。具体来

说,公式39和40表示的空时码信号传输方案被设计为传输更高功率给(1,2)Tx天线,从而增加参考符号的功率。优选的是,上述空时码可被用于使用了用于(3,4)Tx天线的参考符号的OFDM符号中。

[0340] 在公式38或40中,相移矩阵的相位角可包括值“0”,并且可根据MIMO方案以不同方式使用功率缩放因子 $a_i, i=1, \dots, N_t$ 。 $\mathbf{U}_{N_t \times R}^k$ 可以是特定用于索引k的酉矩阵,或可以是不管索引k而固定的矩阵。可以根据OFDM符号(或时间资源)位置以不同方式使用功率缩放矩阵,或者还可以根据参考符号的功率值以不同方式使用功率缩放矩阵。

[0341] 并且,如图15所示,可以固定地使用第一不相等比率传输方案(方案1)和第二不相等比率传输方案(方案2),并且同时可以为不具有参考符号的OFDM符号自适应地使用适用于各个用户情况的MIMO方案。

[0342] 图12-15所示的不相等比率传输方案还可适用于其它参考结构。一般来说,如果在使用Tx天线的参考符号的时间区域中使用相应的MIMO方案,可以获得高速移动环境下的高性能。

[0343] 公式37至40的上述方案还可同时被用于其它频率区域。在这种情况下,可以以不同方式使用上述方案的功率缩放矩阵的功率缩放因子值。以下将详细描述其详情。

[0344] 图16表示3GPP LTE系统的用于4个Tx天线的参考结构。

[0345] 参见图16,时间资源单元可被考虑为OFDM符号,频率资源单元可被考虑为子载波。如图16所示,基本资源单元(也就是资源块RB)包括12个子载波。

[0346] 在这种情况下,尽管OFDM符号包括参考符号,参考符号不是所有Tx天线的参考符号,而是一些Tx天线的参考符号。例如,上述包含在OFDM符号中的参考符号可以等于(1,2)Tx天线或(3,4)Tx天线的参考符号。因此,根据包括参考符号的OFDM符号,不相等比率传输方案被应用到用于数据传输的子载波,因此优选的是各个天线的Tx功率彼此相等。

[0347] 在这种情况下,应当注意的是不同的不相等比率传输方案还可被应用到各个资源块。例如,在使用基于功率缩放方案的不相等比率传输方案的情况下,可以确定并使用各个资源块的不同功率缩放因子。

[0348] 图17是表示关联于包括参考符号的单个OFDM符号的每个Tx天线的信号映射方案的概念框图。

[0349] 图17的右上部表示在第n个RB(资源块)中的包括用于(1,2)Tx天线的参考符号的第一OFDM符号的各个Tx天线的信号映射方案。图17的右下部表示在第n个RB中的包括用于(3,4)Tx天线的参考符号的第二OFDM符号的各个Tx天线的信号映射方案。

[0350] 图18是表示根据本发明关联于图17的配备有参考符号的单个OFDM符号的基于功率缩放方案的不相等比率传输方案的概念框图。

[0351] 具体来说,图18表示公式37至39的实施例中的任何一个被用作功率缩放方法时各个Tx天线的不同信号映射方案。

[0352] 图18表示当公式37至39的实施例中的任何一个被用作功率缩放方法时各个Tx天线的不同的信号映射方法。

[0353] 在图18中,若每个参考符号的功率为“4a”,包括(1,2)Tx天线的参考符号的OFDM符号使用公式37的功率缩放矩阵。在这种情况下,可通过以下公式41来表示功率缩放因子。

[0354] [公式41]

$$[0355] \quad |a_1|^2 = |a_2|^2 = a, |a_3|^2 = |a_4|^2 = 3a,$$

$$[0356] \quad |a_1|^2 + |a_3|^2 = |a_2|^2 + |a_4|^2 = 4a$$

[0357] 并且若每个参考符号的功率为“4a”，包括(3,4)Tx天线的参考符号的其它OFDM符号使用公式39的功率缩放矩阵。在这种情况下，可通过以下公式42来表示功率缩放因子。

[0358] [公式42]

$$[0359] \quad |a_1|^2 = |a_2|^2 = 3a, |a_3|^2 = |a_4|^2 = a,$$

$$[0360] \quad |a_1|^2 + |a_3|^2 = |a_2|^2 + |a_4|^2 = 4a$$

[0361] 也就是说，如果图18的信号映射是考虑了上述公式37和41，以及公式39和42推导的，在单个RB中的各个Tx天线的功率被设置为相同的值“12a”，并且每个子载波的Tx能量可具有特定值“4a”。

[0362] 换句话说，各个Tx天线的Tx功率被设置为单个值，从而使用相同的Tx功率，可在能够满足上述关系的预定范围内增加或减少参考符号的功率，并且还可根据参考符号的功率来改变功率缩放因子的比率。

[0363] 作为另一个例子，为了增加参考符号的功率，可以删余(puncture)特定数据的子载波。在这种情况下，应当注意的是可以使用基于功率缩放方案的不相等比率传输方案以增加参考符号的功率。

[0364] 图19是表示根据本发明的基于功率缩放方案的不相等比率传输方案，如果删余一些数据从而增加参考符号的分配功率。

[0365] 图19表示一些数据的子载波的删余例子以增加分配给参考符号的Tx功率。也就是说，如图19所示，位于第二子载波的数据，位于第三子载波的数据，位于第五子载波的数据以及位于第六子载波的数据被删余。无需多言，仅是出于示例性目的而公开上述说明和位置，在必要时还可将位置和删余数目改变为其它值。

[0366] 在这种情况下，如果通过上述公式41和42来确定功率缩放值，删余两个数据单元，其中每个都分配有“a”大小的功率，因此参考符号的功率增加了“2a”。

[0367] 然而，在使用上述删余来增加参考符号的功率的情况下，可以改变功率缩放因子的比率，还可以改变用于每个数据子载波的Tx能量。因此本发明提供了一种用于区别地应用具有参考符号的第一Tx天线以及不具有参考符号的第二Tx天线的功率缩放因子比率的方法。在这种情况下，功率缩放因子比率可被设置为多个值。优选的是，与其它不具有删余的情况相比，上述删余情况可具有更高功率缩放因子比率。

[0368] 尽管上述实施例已经公开了适用于上行链路数据分组传输的频率跳跃方案，应当注意的是本发明还可被应用到下行链路数据分组传输。

[0369] 应当注意的是本发明中公开的大多数术语是考虑本发明的功能而定义的，并且可根据本领域技术人员的意图或通常实践来区别地确定。因此，优选的是基于本发明公开的所有内容来理解上述术语。

[0370] 很明显本领域的技术人员可对本发明进行各种修改及变化，而不脱离本发明的精神或范畴。因此，本发明覆盖权利要求书及其等同区域中所提供本发明的修改及变化。

[0371] 工业实用性

[0372] 从上述描述中可清楚的看出，本发明提供了一种空时码的不相等比率传输方案。

尽管多个天线具有不同可靠性,不相等比率传输方案可增加Rx性能而不管UE的移动速度。并且不相等比率传输方案可解决因参考符号而引起的物理天线的不相等功率传输问题。

[0373] 本发明可被应用到多种系统,例如,移动通信系统,多载波系统,MIMO系统,MIMO和多载波系统。

[0374] 尽管出于示例性目的已公开了本发明的优选实施例,本领域技术人员都明了多种修改,增加和代替都是可能的,而不脱离附加权利要求所公开的本发明的范围和精神。

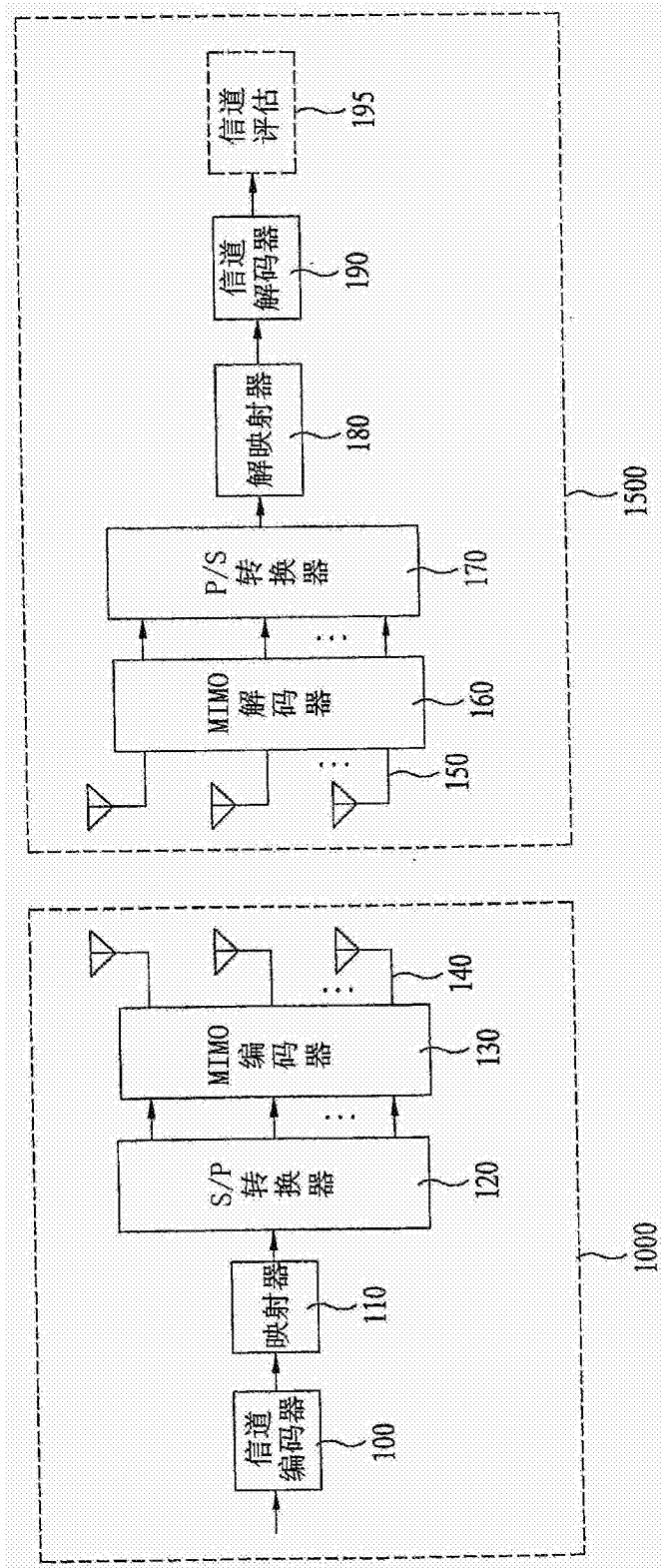


图1

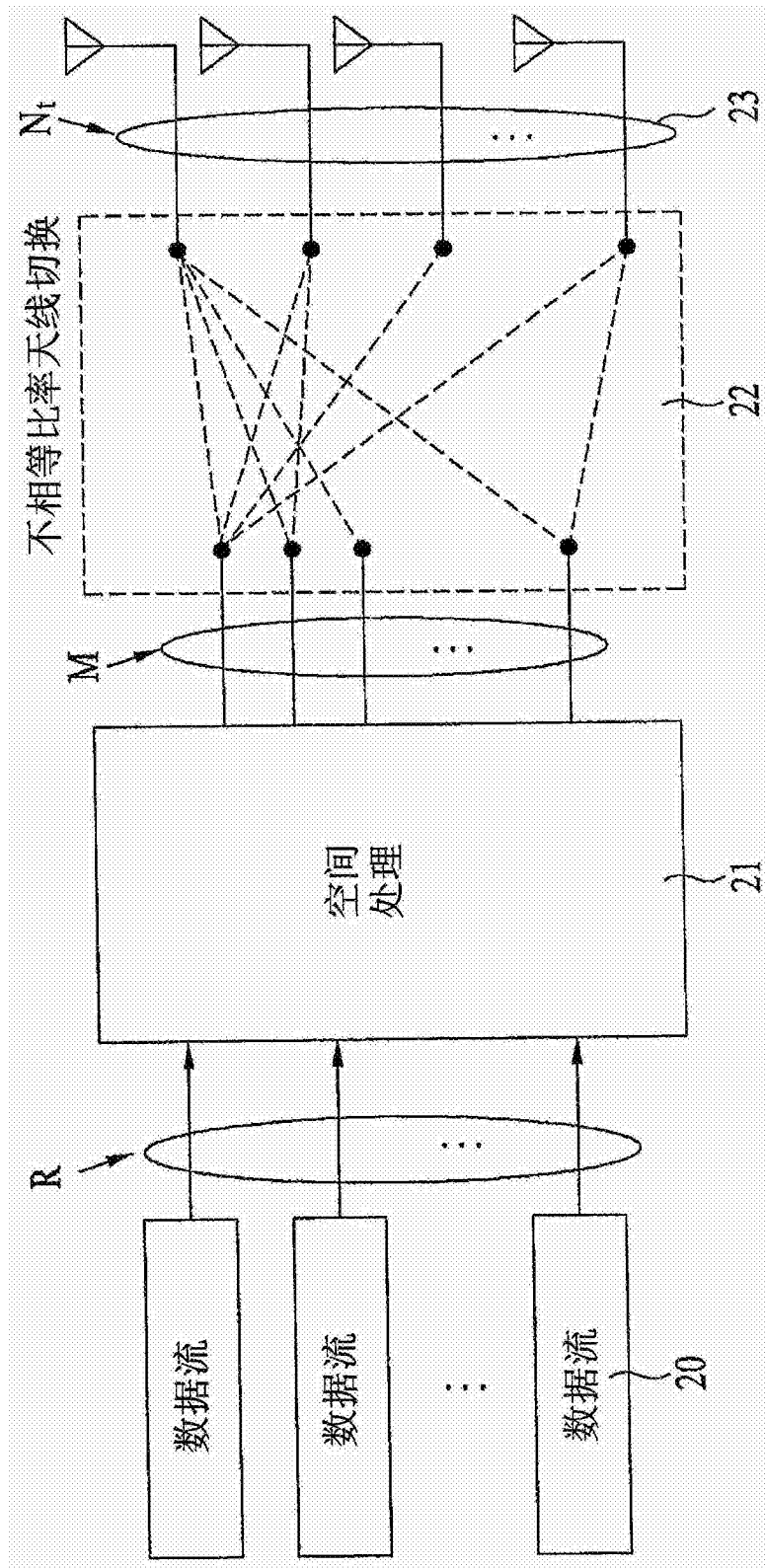


图2

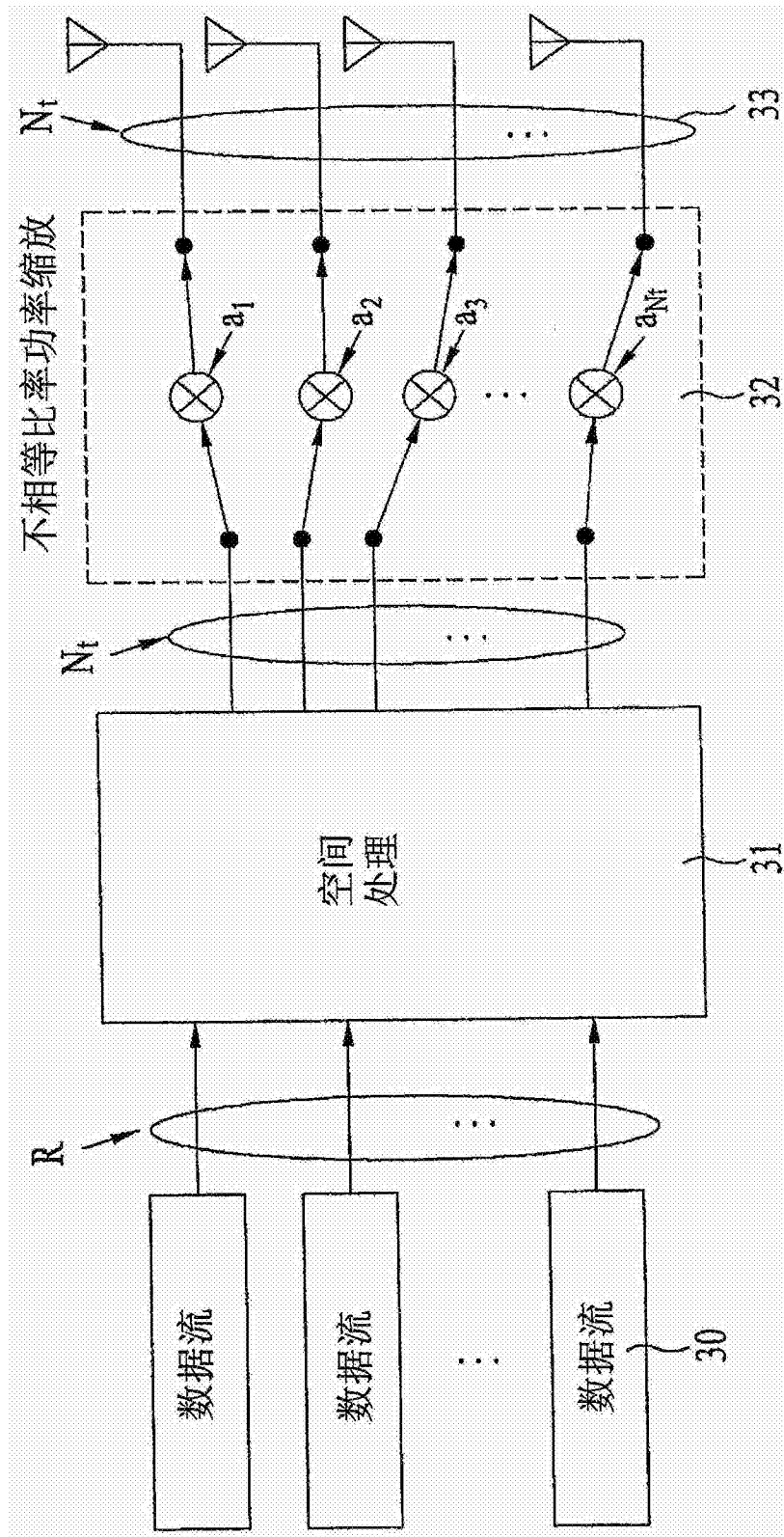


图3

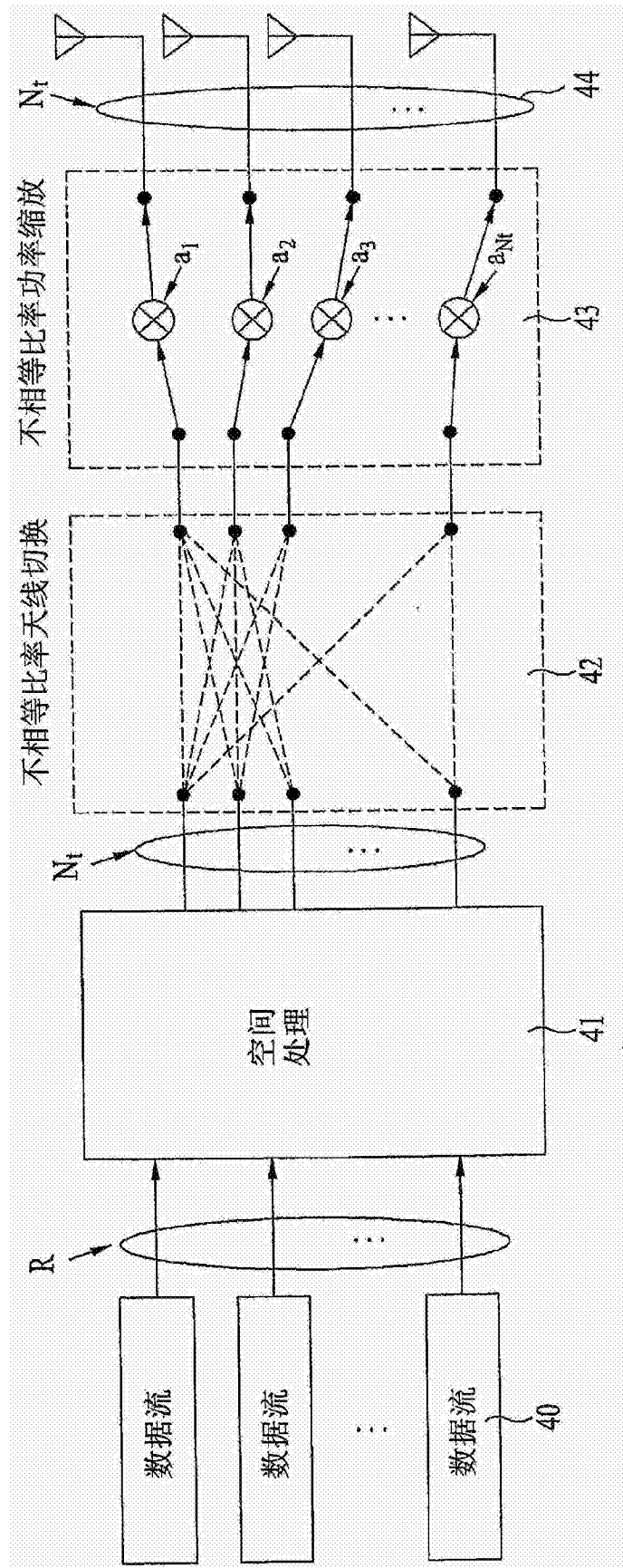


图4

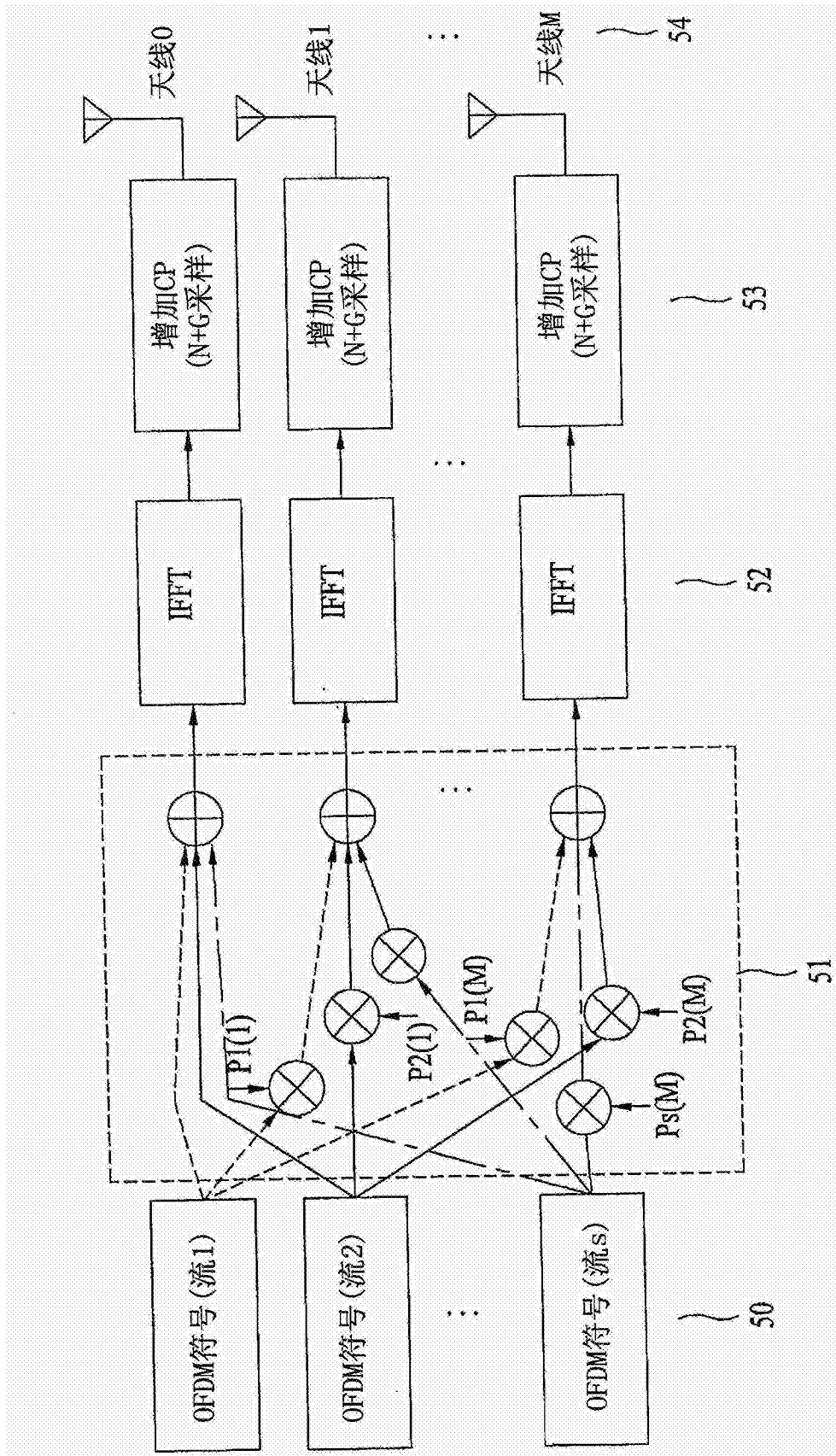


图5

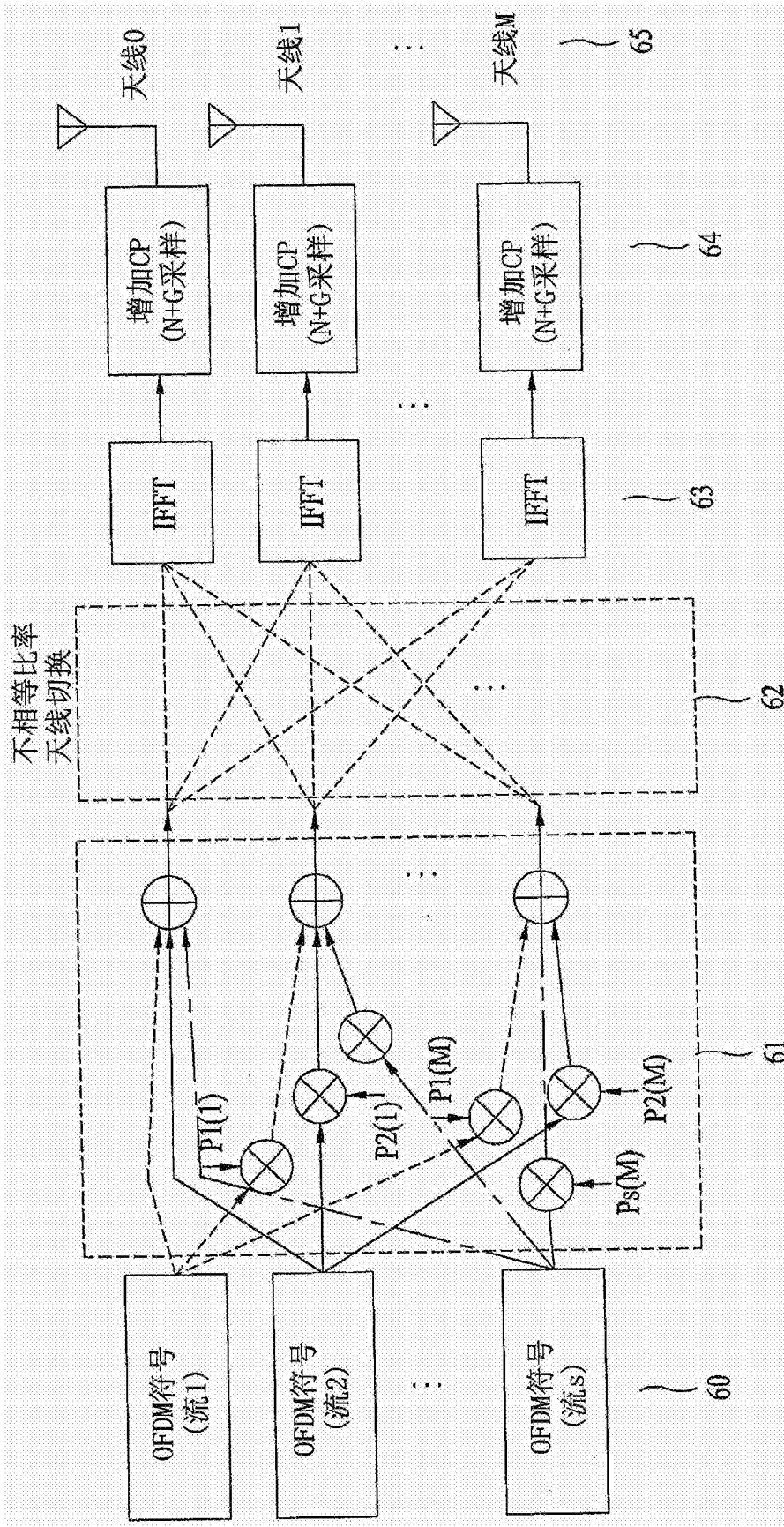


图6

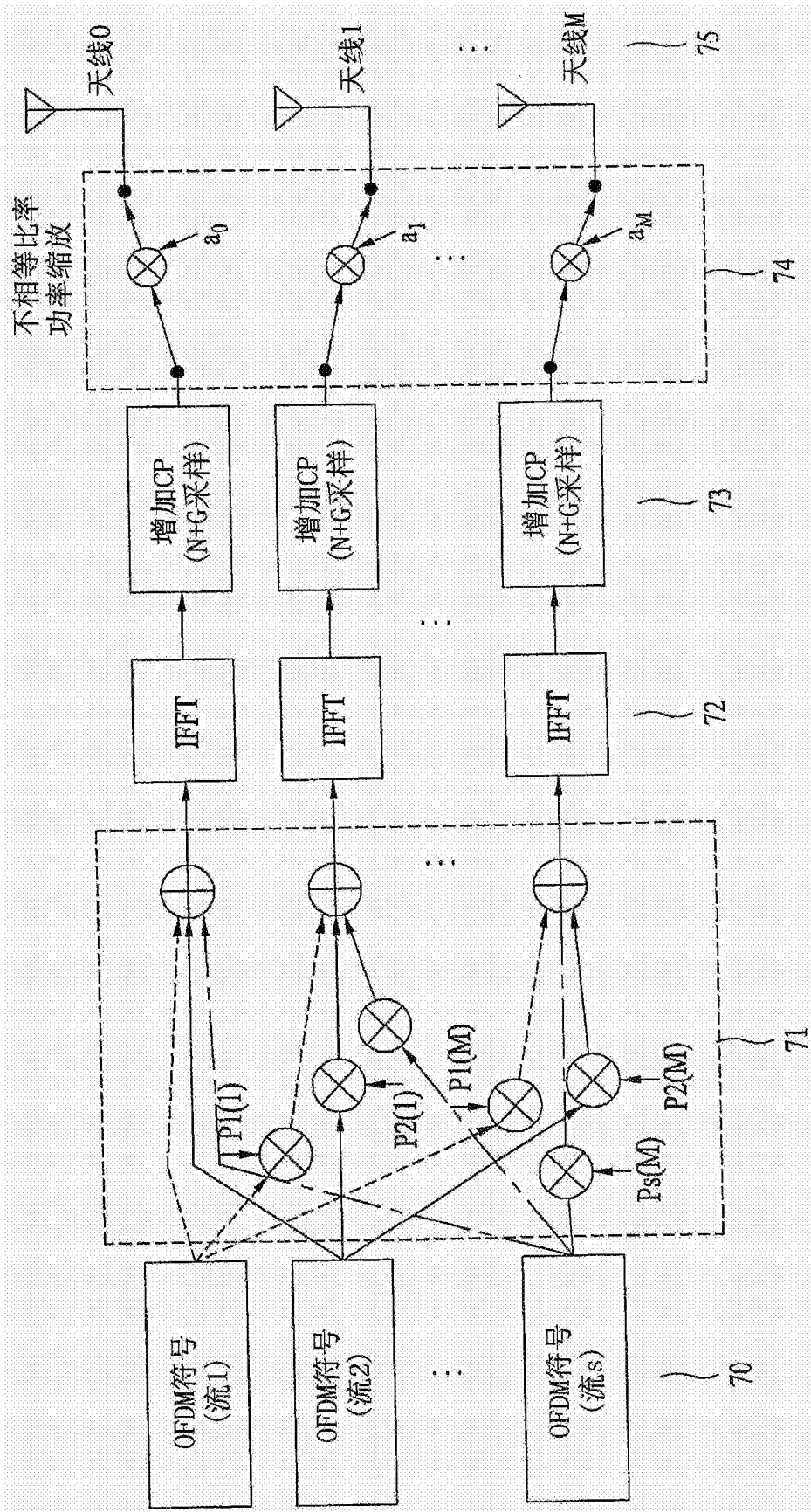


图7

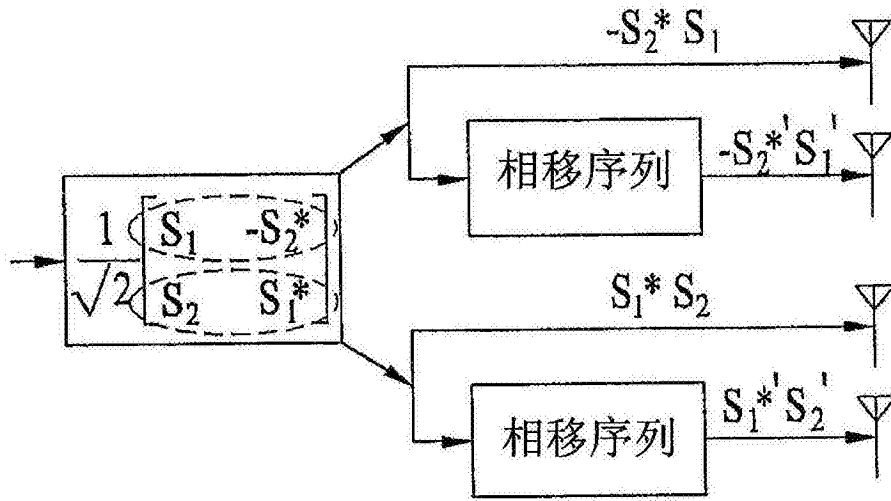


图8

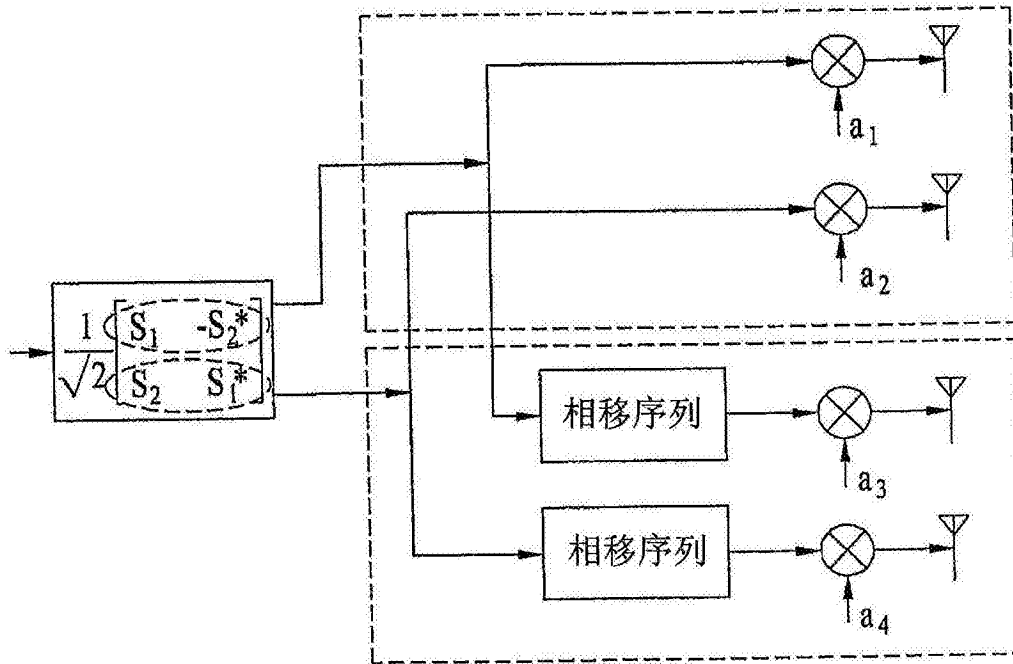


图9

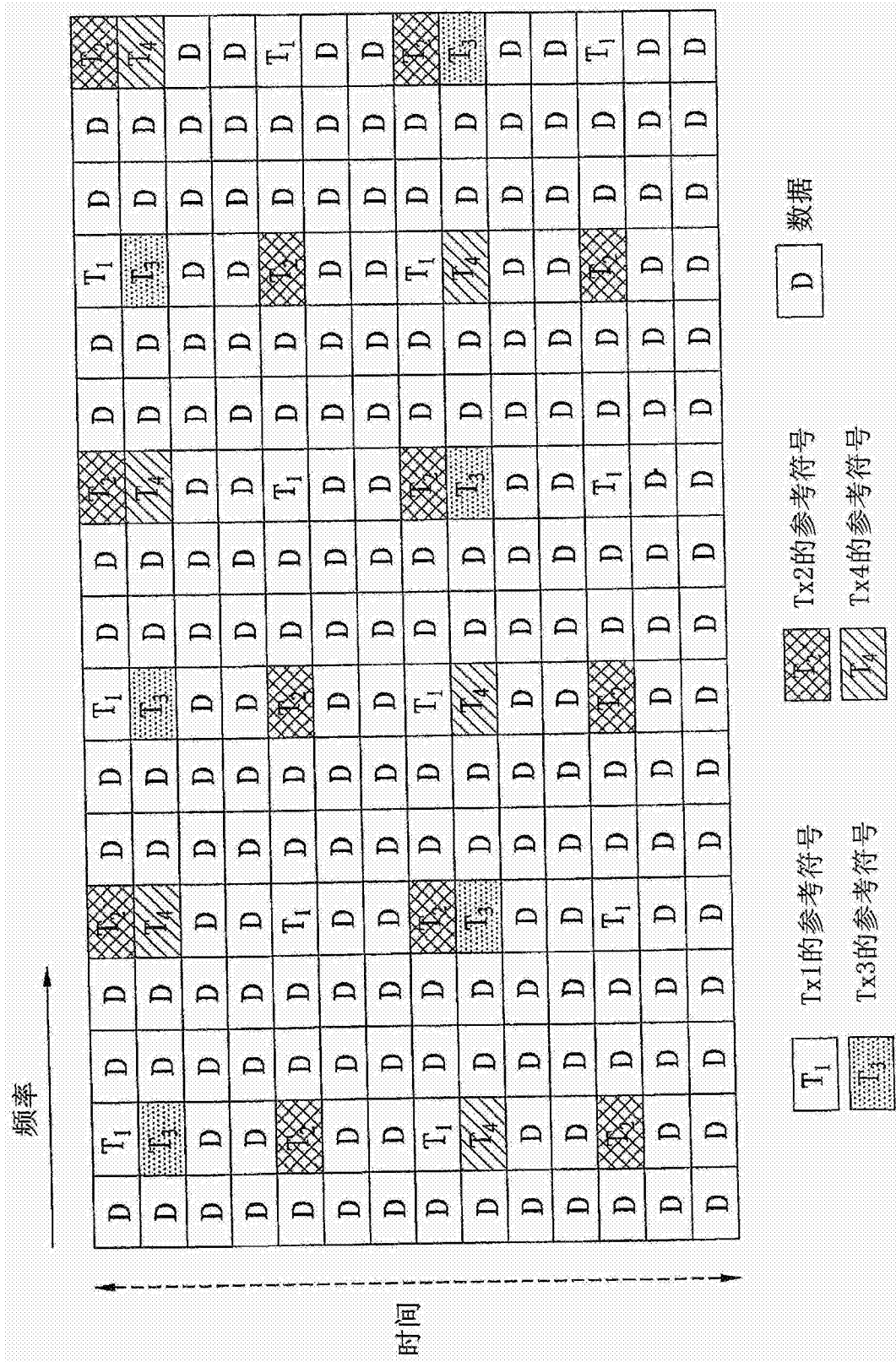


图10

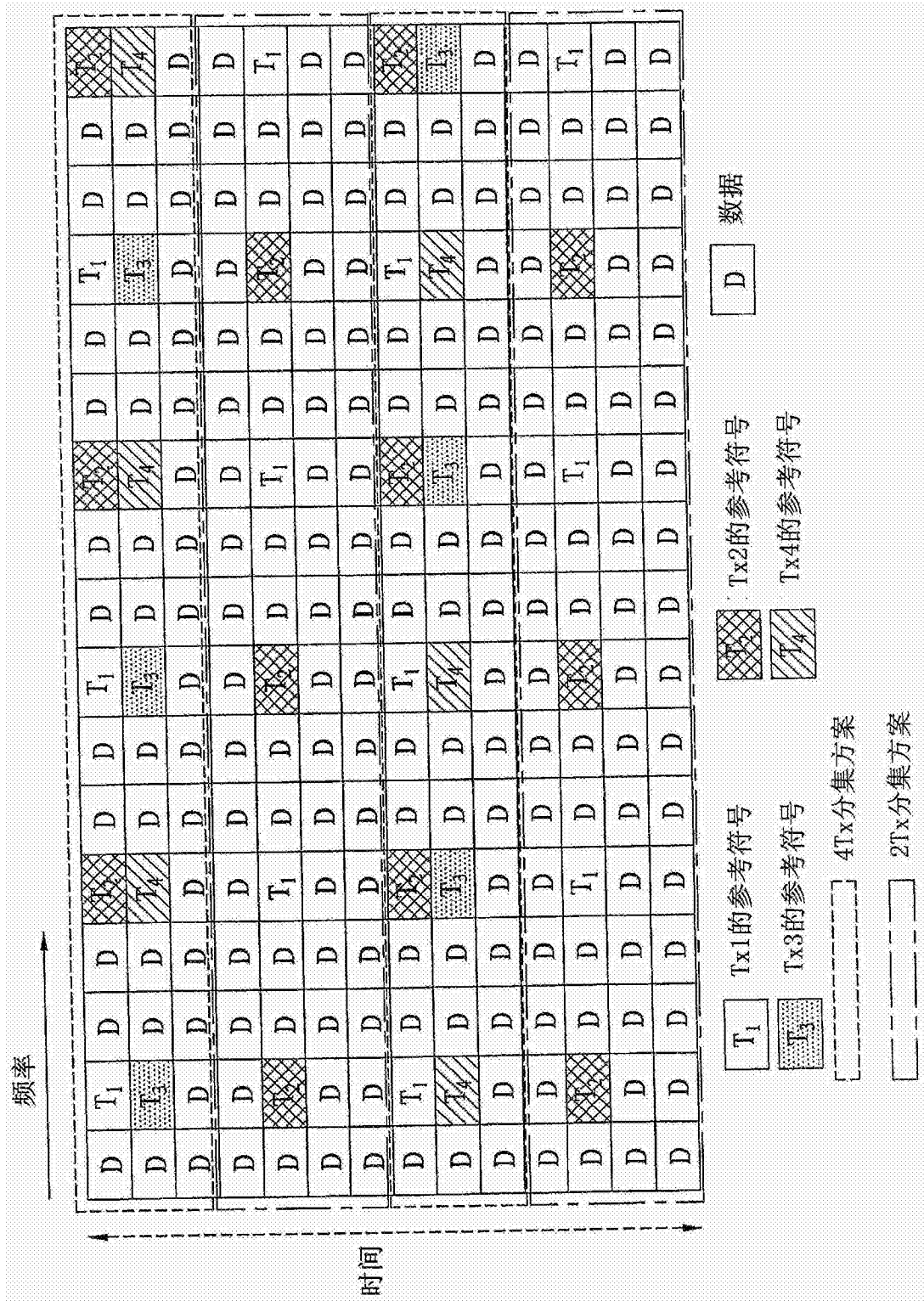


图11



图12



图13

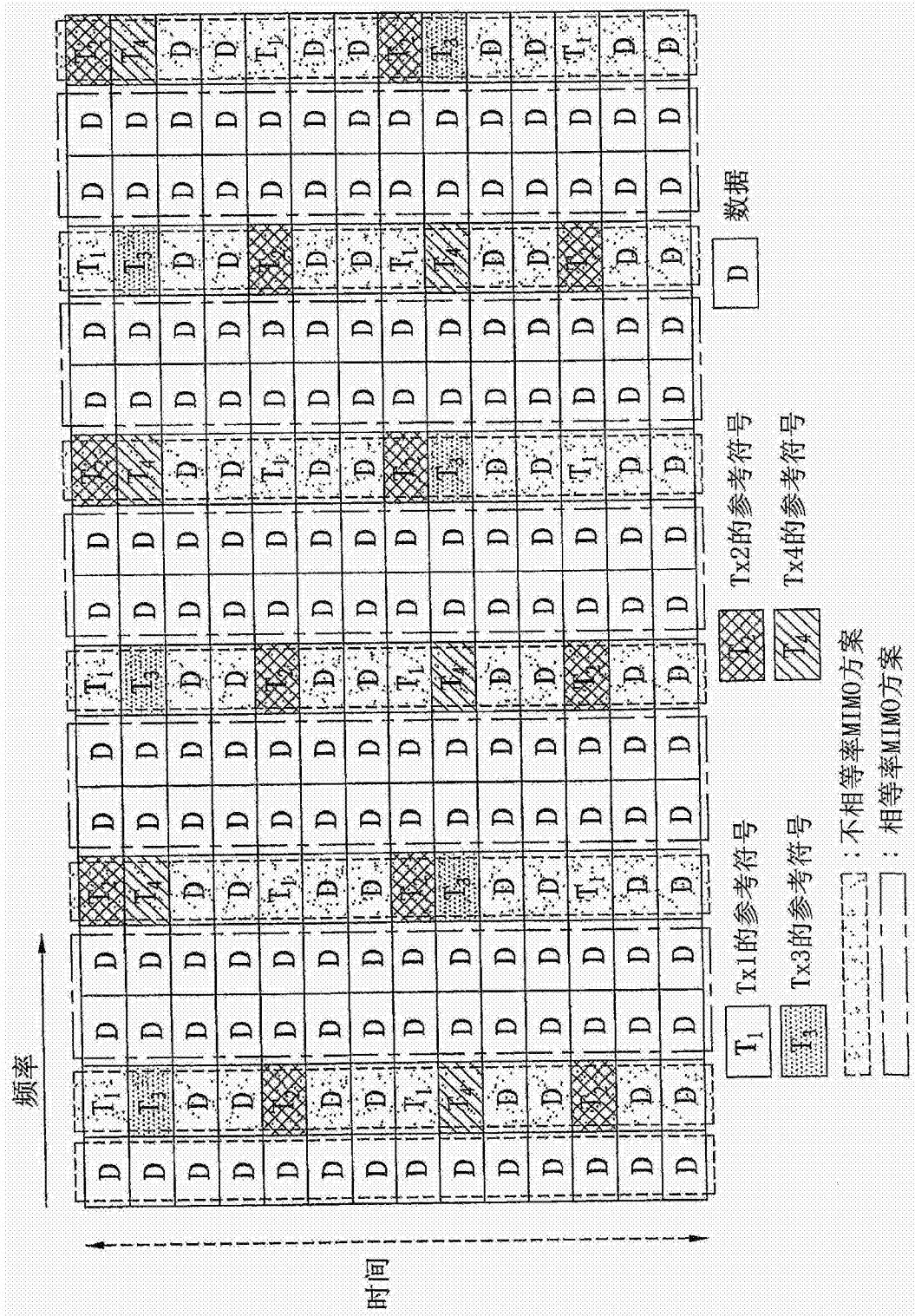


图14

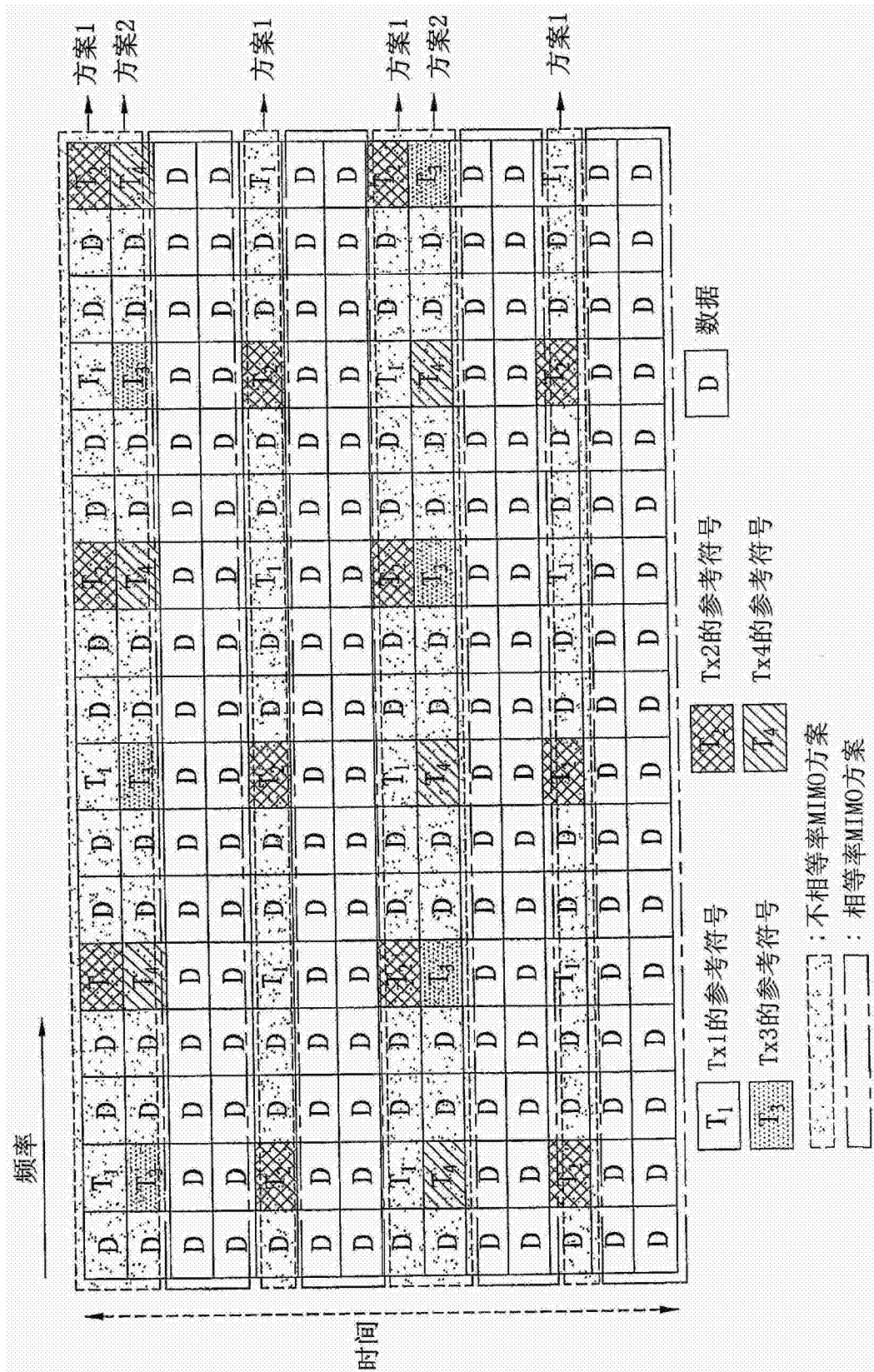


图15

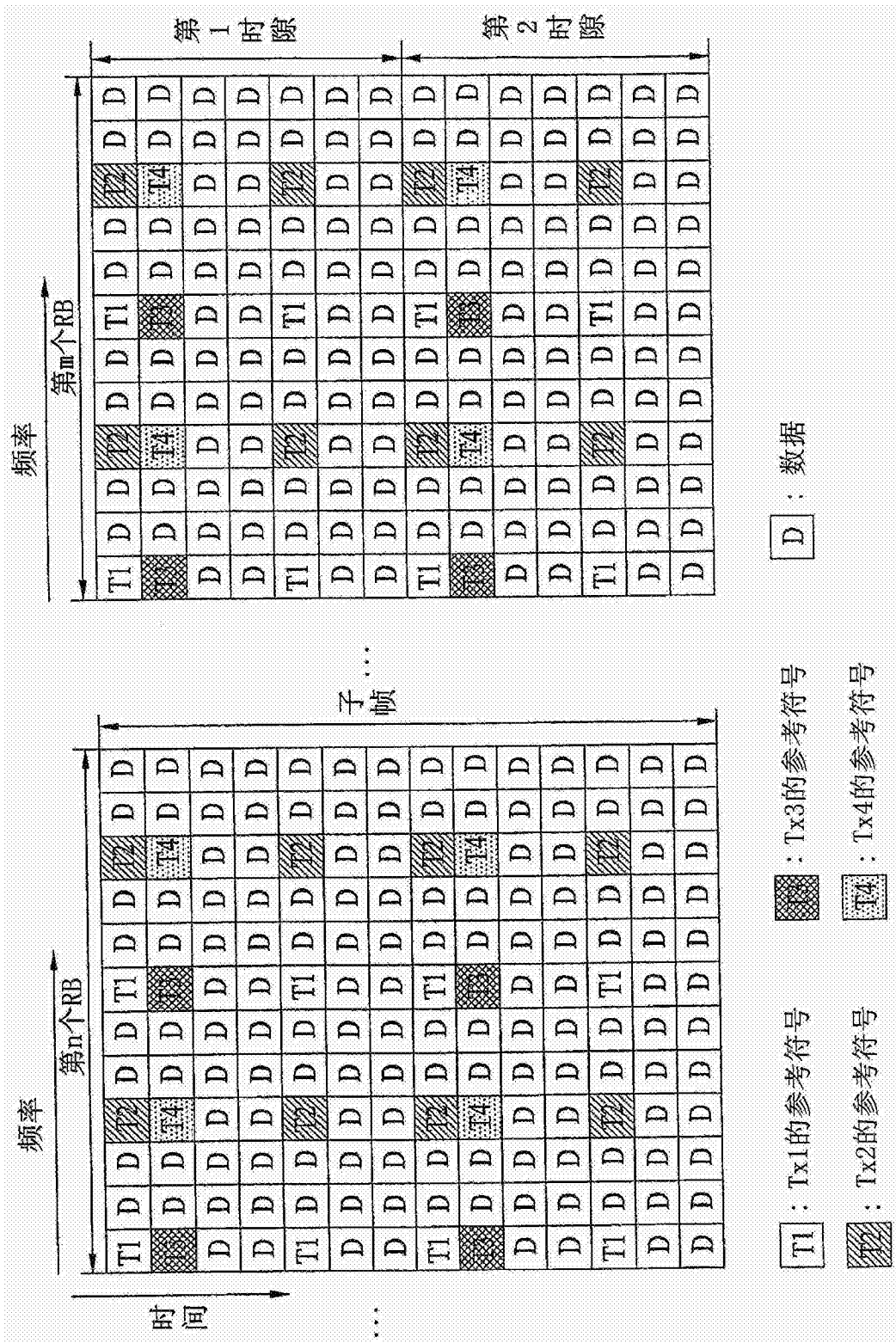


图16

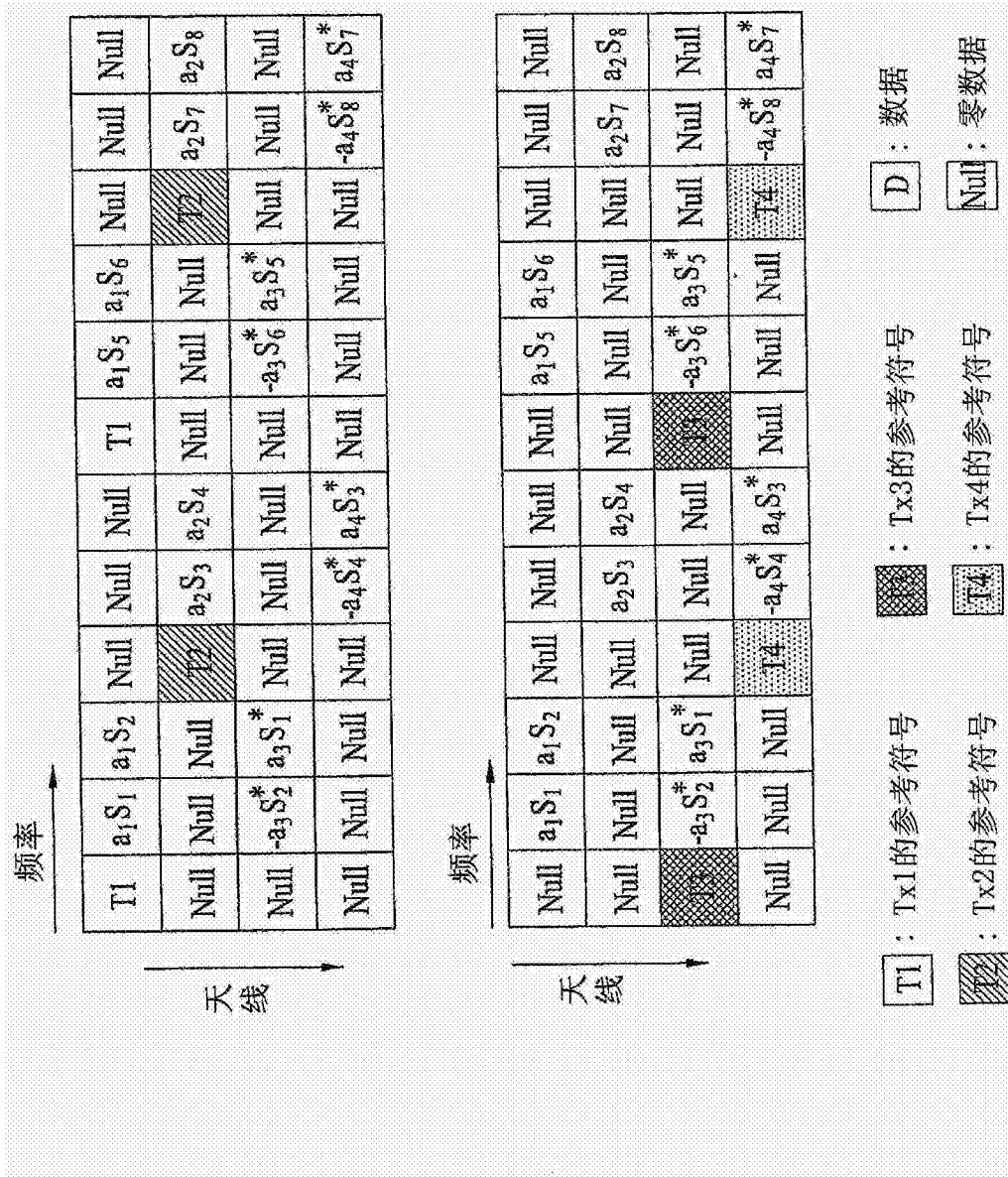


图18

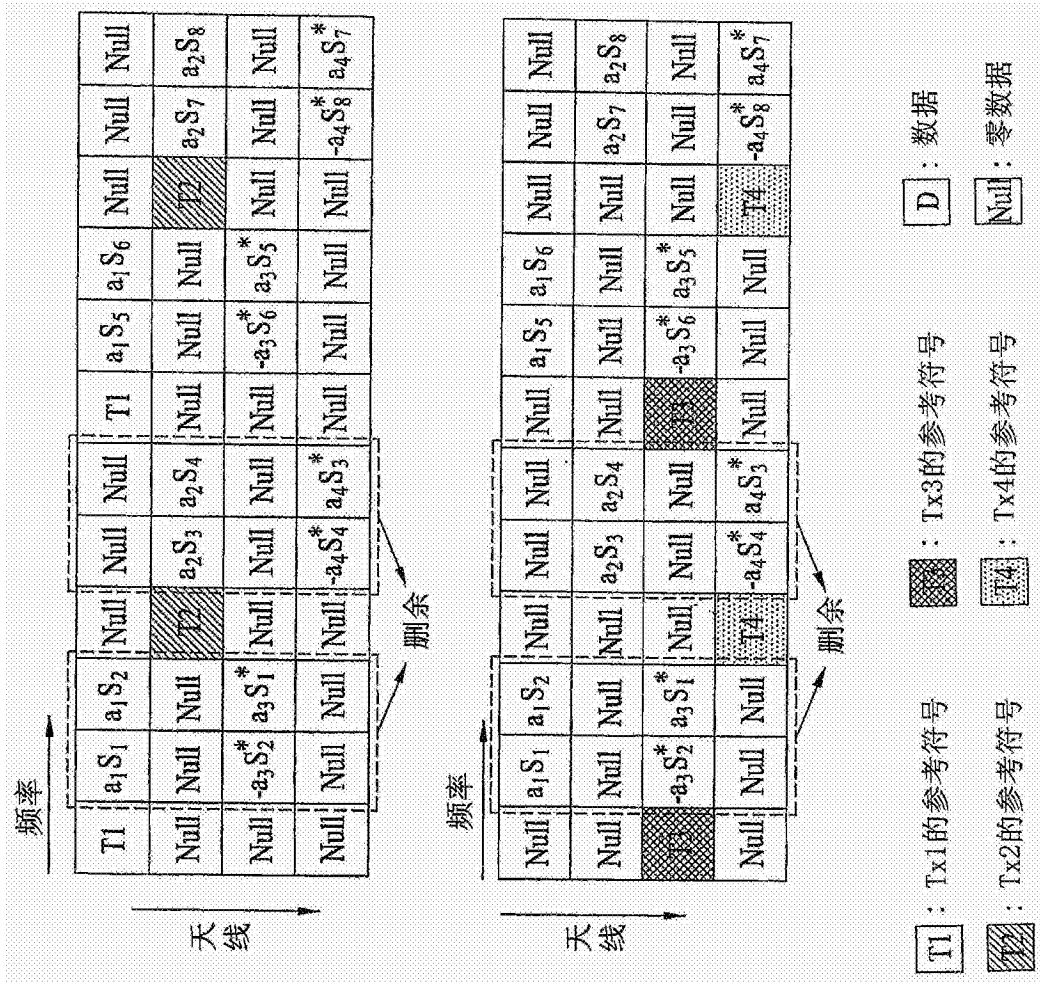


图19