



(21) 申请号 201780089106.5

(22) 申请日 2017.12.21

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110476366 A

(43) 申请公布日 2019.11.19

(30) 优先权数据
62/455,440 2017.02.06 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2019.09.27

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/IB2017/058321 2017.12.21

(87) PCT国际申请的公布数据
W02018/142205 EN 2018.08.09

(73) 专利权人 瑞典爱立信有限公司
地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 S·法克斯埃尔 S·高
R·M·哈里森 S·穆鲁加内森

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所
11247

专利代理师 于静

(51) Int.Cl.
H04B 7/06 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2017.01)

(56) 对比文件
US 2012039251 A1, 2012.02.16
US 2015312015 A1, 2015.10.29
US 2012069917 A1, 2012.03.22
CN 105144607 A, 2015.12.09
US 2016248492 A1, 2016.08.25
Samsung.Codebook design framework for
NR MIMO.《3GPP TSG RAN WG1 #87,R1-
1612504》.2016,第1-5页.

审查员 王雪琴

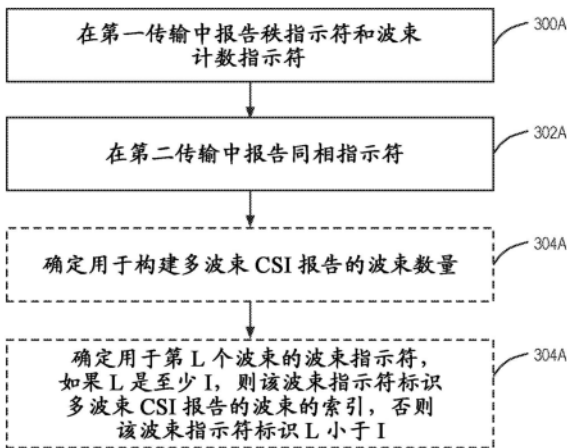
权利要求书4页 说明书30页 附图14页

(54) 发明名称

在小控制信道上进行CSI报告

(57) 摘要

提供了用于在小控制信道上进行信道状态信息 (CSI) 反馈的系统和方法。在一些实施例中, 一种连接到无线通信网络中的第一节点的第二节点的操作的方法包括在物理信道上向所述第一节点报告CSI反馈。在一些实施例中, 这通过以下操作来实现: 从高级CSI系数码本中识别码本条目子集; 从所述码本条目子集中选择码本条目; 以及报告从所述码本条目子集中选择的码本条目的索引。这能够允许鲁棒的反馈并允许在信道上携带可变大小的同相和波束索引指示符。此外, 这能够允许在现有物理上行链路控制信道 (PUCCH) 格式2上周期性地反馈高级CSI。



1. 一种连接到无线通信网络中的第一节点 (12、50) 的第二节点 (14) 的操作的方法, 包括:

当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时, 通过以下操作在物理信道上向所述第一节点 (12、50) 报告 (100A) 信道状态信息CSI反馈:

通过对与高级CSI系数码本相对应的索引进行子采样, 从所述高级CSI系数码本中识别 (200A) 码本条目子集, 其中, 所述高级CSI系数码本是子带码本 W_2 ;

从所述码本条目子集中选择 (202A) 码本条目; 以及

报告 (204A) 从所述码本条目子集中选择的码本条目的索引。

2. 根据权利要求1所述的方法, 其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目包括向量或矩阵;

所述高级CSI系数码本的每个条目的一个或多个元素包括标量复变量;

对于所述高级CSI系数码本的任何两个不同的条目, 所述高级CSI系数码本的所述两个不同的条目之间的矩阵或向量差之间的范数大于零。

3. 根据权利要求1所述的方法, 其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目由索引 k 标识;

所述高级CSI系数码本的具有索引 k 的所述条目包括 $(L'-1)r$ 个复变量, 每个所述复变量是 N 个复数值之一, 其中 $L' > 0$ 和 $r > 1$ 是整数;

对应于所述索引 k 的矩阵 C_k 具有 r 个列, 并且第一行的每个元素是'1', 其余行包含 $(L'-1)r$ 个标量复变量, 以使得:

对于每个 k , $C_k^H C_k = I$, 其中, C_k^H 是 C_k 的Hermitian转置, $C_k^H C_k$ 是矩阵乘积, I 是单位矩阵; 以及

所述码本条目子集包括所述高级CSI系数码本中 $N^{(L'-1)r}$ 个条目中的 K^M 个条目, 其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数。

4. 根据权利要求1所述的方法, 其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目由索引 k 标识;

所述高级CSI系数码本的具有索引 k 的所述条目包括复变量的矢量或矩阵 C_k , 其中所述矢量或矩阵 C_k 具有 L' 个行和 r 个列, L' 和 r 是正整数;

每个条目的 $(L'-1)r$ 个元素中的每个元素包括能够是 N 个复数值之一的标量复数值;

$\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$, 其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, C_{k_1} 是对应于索引 k_1 的矢量或矩阵, C_{k_2} 是对应于索引 k_2 的矢量或矩阵, $\|C\|_F$ 是矩阵或向量 C 的Frobenius范数;

所述高级CSI系数码本包括 $N^{(L'-1)r}$ 个条目; 以及

所述码本条目子集包括 K^M 个条目之一, 其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数, 并且所述码本条目子集中的每个条目由索引来标识。

5. 根据权利要求3至4中任一项所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时, 所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同的变量构建, 并且对于所述码本条目子集中的每个条目 C_k , $C_k^H C_k = I$, 其中 I 是单位矩阵。

6. 根据权利要求4所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时, 所选择的码本条目能够由 $M=3$ 个不同

的变量构建,并且对于所述码本条目子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$,其中 I 是单位矩阵。

7.根据权利要求4所述的方法,其中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同的变量构建,每个变量能够是 $K=\sqrt{N}$ 个复数值之一,并且对于所述码本条目子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$,其中 I 是单位矩阵。

8.根据权利要求1至4中任一项所述的方法,其中,所述第一节点(12、50)是无线电接入节点(12)。

9.根据权利要求1至4中任一项所述的方法,其中,所述第二节点(14)是无线设备(14)。

10.根据权利要求1至4中任一项所述的方法,其中,所述无线通信网络是新无线电NR或第五代5G无线通信网络。

11.一种在无线通信网络中的第一节点(12、50)的操作的方法,包括:

当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时,通过以下操作在物理信道上从第二节点(14)接收(100B)信道状态信息CSI反馈:

通过对与高级CSI系数码本相对应的索引进行子采样,码本条目子集从所述高级CSI系数码本中选择(200B),其中,所述高级CSI系数码本是子带码本 W_2 ;

码本条目从所述码本条目子集中选择(202B);以及

接收(204B)所选择的码本条目的索引。

12.根据权利要求11所述的方法,其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目包括向量或矩阵;

所述高级CSI系数码本的每个条目的一个或多个元素包括标量复数值;

对于所述高级CSI系数码本的任何两个不同的条目,所述高级CSI系数码本的所述两个不同的条目之间的矩阵或向量差之间的范数大于零。

13.根据权利要求11所述的方法,其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目由索引 k 标识;

所述高级CSI系数码本的具有索引 k 的所述条目包括 $(L'-1)r$ 个复变量,每个所述复变量是 N 个复数值之一,其中 $L'>0$ 和 $r>1$ 是整数;

对应于所述索引 k 的矩阵 C_k 具有 r 个列,并且第一行的每个元素是'1',其余行包含 $(L'-1)r$ 个标量复变量,以使得:

对于每个 k , $C_k^H C_k = I$,其中, C_k^H 是 C_k 的Hermitian转置, $C_k^H C_k$ 是矩阵乘积, I 是单位矩阵;以及

所述码本条目子集包括所述高级CSI系数码本中 $N^{(L'-1)r}$ 个条目中的 K^M 个条目,其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数。

14.根据权利要求11所述的方法,其中:

所述高级CSI系数码本的每个条目由索引 k 标识;

所述高级CSI系数码本的具有索引 k 的所述条目包括复变量的矢量或矩阵 C_k ,其中所述矢量或矩阵 C_k 具有 L' 个行和 r 个列, L' 和 r 是正整数;

每个条目的 $(L'-1)r$ 个元素中的每个元素包括能够是 N 个复数值之一的标量复数值;

$\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$, 其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, C_{k_1} 是对应于索引 k_1 的矢量或矩阵, C_{k_2} 是对应于索引 k_2 的矢量或矩阵, $\|C\|_F$ 是矩阵或向量 C 的 Frobenius 范数;

所述高级 CSI 系数码本包括 $N^{(L', -1)r}$ 个条目; 以及

所述码本条目子集包括 K^M 个条目之一, 其中, $K \leq N$ 和 $M < (L' - 1)r$ 是正整数, 并且所述码本条目子集中的每个条目由索引来标识。

15. 根据权利要求 13 至 14 中任一项所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时, 所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同的变量构建, 并且对于所述码本条目子集中的每个条目 C_k , $C_k^H C_k = I$, 其中 I 是单位矩阵。

16. 根据权利要求 14 所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时, 所选择的码本条目能够由 $M=3$ 个不同的变量构建, 并且对于所述码本条目子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$, 其中 I 是单位矩阵。

17. 根据权利要求 14 所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时, 所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同的变量构建, 每个变量能够是 $K = \sqrt{N}$ 个复数值之一, 并且对于所述码本条目子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$, 其中 I 是单位矩阵。

18. 根据权利要求 11 至 14 中任一项所述的方法, 其中, 所述第一节点 (12、50) 是无线电接入节点 (12)。

19. 根据权利要求 11 至 14 中任一项所述的方法, 其中, 所述第二节点 (14) 是无线设备 (14)。

20. 根据权利要求 11 至 14 中任一项所述的方法, 其中, 所述无线通信网络是新无线电 NR 或第五代 5G 无线通信网络。

21. 一种第二节点 (14), 包括:

至少一个处理器 (20);

存储器 (22), 包括能够由所述至少一个处理器 (20) 执行的指令, 由此所述第二节点 (14) 可操作以:

当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时, 通过以下操作在物理信道上向第一节点 (12、50) 报告信道状态信息 CSI 反馈:

通过对与高级 CSI 系数码本相对应的索引进行子采样, 从所述高级 CSI 系数码本中识别码本条目子集, 其中, 所述高级 CSI 系数码本是子带码本 W_2 ;

从所述码本条目子集中选择码本条目; 以及

报告从所述码本条目子集中选择的码本条目的索引。

22. 一种第二节点 (14), 包括:

报告模块 (32), 可操作以当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时, 通过以下操作在物理信道上向第一节点 (12、50) 报告信道状态信息 CSI 反馈: 通过对与高级 CSI 系数码本相对应的索引进行子采样, 从所述高级 CSI 系数码本中识别码本条目子集, 其中, 所述高级 CSI 系数码本是子带码本 W_2 ; 从所述码本条目子集中选择码本条目; 以及报告从所述码本条目子集中选择的码本条目的索引。

23. 一种存储指令的计算机可读存储介质, 所述指令当由第二节点 (14) 的至少一个处

理器执行时,使得所述第二节点适于根据权利要求1至10中任一项所述的方法操作。

24.一种第一节点(12、50),包括:

至少一个处理器(36);

存储器(38),包括能够由所述至少一个处理器(36)执行的指令,由此所述第一节点(12、50)可操作以:

当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时,通过以下操作在物理信道上从第二节点(14)接收信道状态信息CSI反馈:

通过对与高级CSI系数码本相对应的索引进行子采样,码本条目子集从所述高级CSI系数码本中选择,其中,所述高级CSI系数码本是子带码本 W_2 ;

码本条目从所述码本条目子集中选择;以及

可操作以接收所选择的码本条目的索引。

25.一种第一节点(12、50),包括:

接收模块(62),可操作以当秩 r 为 $r=2$ 并且波束的数量 L 为 $L=2$ 时,通过以下操作在物理信道上从所述第一节点(12、50)接收信道状态信息CSI反馈:通过对与高级CSI系数码本相对应的索引进行子采样,码本条目子集从所述高级CSI系数码本中选择,其中,所述高级CSI系数码本是子带码本 W_2 ;码本条目从所述码本条目子集中选择;以及可操作以接收所选择的码本条目的索引。

26.一种存储指令的计算机可读存储介质,所述指令当由第一节点(12、50)的至少一个处理器执行时,使得所述第一节点适于根据权利要求11至20中任一项所述的方法操作。

在小控制信道上进行CSI报告

[0001] 相关申请

[0002] 本申请要求2017年2月6日提交的临时专利申请序列号62/455,440的权益,其公开内容通过引用整体并入本文。

技术领域

[0003] 本公开涉及在物理层上报告信道状态信息(CSI)反馈。

背景技术

[0004] 由于物理上行链路控制信道(PUCCH)有效载荷受到约束,长期演进(LTE)定义了信道状态信息(CSI)报告类型,信道状态信息(CSI)报告类型携带CSI分量(例如信道质量指示符(CQI)、预编码矩阵指示符(PMI)、秩指示符(RI)和CSI-RS资源指示符(CRI))子集。与PUCCH报告模式和“模式状态”一起,每个报告类型定义可以在第三代合作伙伴计划(3GPP)技术规范(TS)36.213表7.2.2-3中给出的给定PUCCH传输中携带的有效载荷。在Rel-13中,所有PUCCH报告类型具有小于或等于11比特并且因此均能够在单个PUCCH格式2传输中携带的有效载荷。

发明内容

[0005] 提供了用于在小控制信道上进行信道状态信息(CSI)反馈的系统和方法。在一些实施例中,一种连接到无线网络中的第一节点的第二节点的操作的方法包括在物理信道上向所述第一节点报告CSI反馈。在一些实施例中,这通过以下操作来实现:从高级CSI系数码本中识别码本条目子集;从所述码本条目子集中选择码本条目;以及报告从所述码本条目子集中选择的码本条目的索引。这能够允许鲁棒的反馈并允许在信道上携带可变大小的同相和波束索引指示符。此外,这能够允许在现有物理上行链路控制信道(PUCCH)格式2上周期性地反馈高级CSI。

[0006] 在一些实施例中,所述码本的每个条目包括向量或矩阵。所述码本的每个条目的一个或多个元素包括标量复数。对于所述码本的任何两个不同条目,所述码本的所述两个不同条目之间的矩阵或向量差之间的范数大于零。

[0007] 在一些实施例中,所述码本的每个条目由索引k标识。所述码本的具有索引k的所述条目包括复变量的矢量或矩阵 C_k ,其中所述矢量或矩阵 C_k 具有 L' 个行和 r 个列, L' 和 r 是正整数。每个条目的 $(L'-1)r$ 个元素中的每个元素包括能够是 N 个复数之一的标量复数。

$\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$,其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, $\|C\|_F$ 是矩阵或向量 C 的Frobenius范数。所述码本包括 $N^{(L'-1)r}$ 个条目,所述子集包括 K^M 个条目之一,其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数,并且所述子集中的每个条目由索引来标识。

[0008] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同的变量构建,每个变量可以是 $K=N$ 个复数之一,并且对于所述子集中的每个条目 C_k , $C_k^H C_k = I$ 。

[0009] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=3$ 个不同的变量构建,并且对于所述子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0010] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同的变量构建,每个变量能够是 $K=\sqrt{N}$ 个复数之一,并且对于所述子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0011] 在一些实施例中,所述第一节点是无线电接入节点。在一些实施例中,所述第二节点是无线设备。在一些实施例中,所述无线通信网络是新无线电 (NR) 或第五代 (5G) 无线通信网络。

[0012] 在一些实施例中,一种无线通信网络中的第一节点的操作的方法,包括通过以下操作在物理信道上从第二节点接收CSI反馈:码本条日子集从高级CSI系数码本中选择;码本条目从所述子集中选择;以及接收所选择的码本条目的索引。

[0013] 在一些实施例中,所述码本的每个条目包括向量或矩阵。所述码本的每个条目的一个或多个元素包括标量复数。对于所述码本的任何两个不同的条目,所述码本的所述两个不同的条目之间的矩阵或向量差之间的范数大于零。

[0014] 在一些实施例中,所述码本的每个条目由索引 k 标识。所述码本的具有索引 k 的所述条目包括复数的矢量或矩阵 C_k ,其中所述矢量或矩阵 C_k 具有 L' 个行和 r 个列, L' 和 r 是正整数。每个条目的 $(L'-1)r$ 个元素中的每个元素包括能够是 N 个复数之一的标量复数。

$\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$,其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, $\|C\|_F$ 是矩阵或向量 C 的Frobenius范数。所述码本包括 $N^{(L'-1)r}$ 个条目,以及所述子集包括 K^M 个条目之一,其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数,并且所述子集中的每个条目由索引来标识。

[0015] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同的变量构建,每个变量能够是 $K=N$ 个复数之一,并且对于所述子集中的每个条目 C_k , $C_k^H C_k = I$ 。

[0016] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=3$ 个不同的变量构建,并且对于所述子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0017] 在一些实施例中,当 $r=2$ 时,所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同的变量构建,每个变量能够是 $K=\sqrt{N}$ 个复数值之一,并且对于所述子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0018] 在一些实施例中,所述第一节点是无线电接入节点。在一些实施例中,所述第二节点是无线设备。在一些实施例中,所述无线通信网络是新无线电 (NR) 或第五代 (5G) 无线通信网络。

[0019] 在一些实施例中,一种第二节点包括至少一个处理器和存储器。所述存储器包括能够由所述至少一个处理器执行的指令,由此所述第二节点可操作以在物理信道上向第一节点报告CSI反馈。在一些实施例中,这通过可操作以进行以下操作来实现:从高级CSI系数码本中识别码本条日子集;从所述码本条日子集中选择码本条目;以及报告从所述码本条日子集中选择的码本条目的索引。

[0020] 在一些实施例中,一种第二节点包括报告模块,其可操作以通过可操作以进行以下操作来在物理信道上向第一节点报告CSI反馈:从高级CSI系数码本中识别码本条日子集;从所述码本条日子集中选择码本条目;以及报告从所述码本条日子集中选择的码本条目的索引。

[0021] 在一些实施例中,一种第一节点包括至少一个处理器和存储器。所述存储器包括能够由所述至少一个处理器执行的指令,由此所述第一节点可操作以在物理信道上从第二节点接收CSI反馈。在一些实施例中,这通过以下操作来实现:码本条目子集从高级CSI系数码本中选择;码本条目从所述码本条目子集中选择;以及可操作以接收所选择的码本条目的索引。

[0022] 在一些实施例中,一种第一节点包括接收模块,其可操作以通过以下操作来在物理信道上接收到所述第一节点的CSI反馈:码本条目子集从高级CSI系数码本中选择;码本条目从所述子集中选择;以及可操作以接收所选择的码本条目的索引。

[0023] 在一些实施例中,在第三代合作伙伴计划(3GPP)中,对于Re1-14中的高级CSI报告, W_1 用13比特的有效载荷来报告,而 W_2 用具有秩=1时6比特的有效载荷或秩=2时12比特的有效载荷来报告。这隐含地假设在物理上行链路共享信道(PUSCH)上的非周期性报告,其中,反馈有效载荷不受约束。然而,对于物理上行链路控制信道(PUCCH)上的周期性CSI报告,长期演进(LTE)当前仅支持具有11比特有效载荷的PUCCH格式2上的CSI反馈。由于有效载荷大于11比特,因此在单个PUCCH格式2传输上不能直接报告 W_1 或 W_2 (在秩=2的情况下)。

[0024] 用于3GPP中的高级CSI码本的 W_1 和 W_2 的指示(至少在某些情况下)大于PUCCH格式2上可支持的指示,以及因此对于PUCCH报告尚未充分支持高级CSI。

[0025] 本文公开的一些实施例涉及:

[0026] 通过链接秩2中的两个同相向量(每层一个)以使得两个向量正交并且针对每个同相系数使用正交相移键控(QPSK)字母表来对 W_2 进行子采样(subsampling),这产生用于 W_2 反馈的4比特;

[0027] 通过对于具有秩2中的独立同相向量的两个极化使用相同的同相系数并且针对每个同相系数使用二进制相移键控(BPSK)字母表来对 W_2 进行子采样,这产生用于 W_2 反馈的4比特;

[0028] 在PUCCH传输中反馈秩指示符和波束计数指示符两者以允许鲁棒反馈,并允许在PUCCH上携带可变大小的同相指示符和波束索引指示符。

[0029] 通过链接秩2中的两个同相向量(每层一个)以使得两个向量正交并且针对每个同相系数使用QPSK字母表来对 W_2 进行子采样,这产生用于 W_2 反馈的4比特;

[0030] 通过对于具有秩2中的独立同相向量的两个极化使用相同的同相系数并且针对每个同相系数使用BPSK字母表来对 W_2 进行子采样,这产生用于 W_2 反馈的4比特;

[0031] 在PUCCH传输中反馈秩指示符和波束计数指示符两者以允许鲁棒反馈,并允许在PUCCH上携带可变大小的同相指示符和波束索引指示符。

[0032] 一些实施例涉及构建用于在小有效载荷信道(诸如PUCCH)上报告CSI反馈同时仍保持足够的CSI准确性和可靠性的反馈机制。在一些实施例中,这通过各种机制来实现,包括报告码本子集、使用用于CSI报告分量的可变大小的指示符、以及将兼容的CSI分量复用在一起的那些机制。这些实施例允许在现有PUCCH格式2上周期性地反馈高级CSI。

附图说明

[0033] 结合在本说明书中并形成本说明书的一部分的附图示出了本公开的若干方面,并且与说明书一起用于解释本公开的原理。这些附图是:

- [0034] 图1示出了根据一些实施例的无线通信系统；
- [0035] 图2示出了诸如可以在长期演进 (LTE) 无线通信系统中使用的下行链路物理资源；
- [0036] 图3示出了可以在LTE无线通信系统中使用的时域结构；
- [0037] 图4示出了可以在LTE无线通信系统中使用的下行链路子帧；
- [0038] 图5示出了根据本公开的一些实施例的在物理上行链路控制信道 (PUCCH) 上的上行链路L1/L2控制信令传输；
- [0039] 图6示出了根据本公开的一些实施例的可以在LTE无线通信系统中使用的预编码空间复用模式的传输结构；
- [0040] 图7示出了根据本公开的一些实施例的子带和宽带的示例比较；
- [0041] 图8示出了根据本公开的一些实施例的示例性二维天线阵列；
- [0042] 图9示出了根据本公开的一些实施例的具有 $(N_1, N_2) = (4, 2)$ 和 $(O_1, O_2) = (4, 4)$ 的过采样离散傅里叶变换 (DFT) 波束的示例；
- [0043] 图10A、11A、12A和13A示出了根据本公开的一些实施例的用于在物理信道上报告CSI反馈的过程；
- [0044] 图10B、11B、12B和13B示出了根据本公开的一些实施例的用于在物理信道上接收CSI反馈的过程；
- [0045] 图14和15示出了根据本公开的一些实施例的无线设备的示例实施例；以及
- [0046] 图16到18示出了根据本公开的一些实施例的无线网络节点的示例实施例。

具体实施方式

[0047] 下面阐述的实施例表示使本领域技术人员能够实践实施例并且示出了实践实施例的最佳模式的信息。在根据附图阅读以下描述时，本领域技术人员将理解本公开的概念并且将认识到本文未特别提出的这些概念的应用。应该理解，这些概念和应用都落入本公开的范围。

[0048] 注意，尽管在本公开中使用了来自3GPP LTE的术语，但是这不应被视为将本公开的范围仅限于前述系统。其他无线系统，包括新无线电 (NR) (即第五代 (5G))、宽带码分多址 (WCDMA)、全球微波接入互操作性 (WiMax)、超移动宽带 (UMB) 和全球系统移动通信 (GSM)，也可以从利用本公开所涵盖的思想中受益。

[0049] 另请注意，诸如演进或增强NodeB (eNodeB) 和用户设备 (UE) 的术语应视为是非限制性的，并不意味着两者之间存在特定等级关系；通常，“eNodeB”可以被认为是设备1，“UE”是设备2，并且这两个设备通过某个无线电信道彼此通信。本文中详细讨论了下行链路中的无线传输，但是本公开的一些实施例同样适用于上行链路。

[0050] 在这方面，图1示出了可以实现本公开的实施例的无线系统10 (例如蜂窝通信系统) 的一个示例。无线系统10包括第一节点12，第一节点12在该示例中是无线电接入节点。然而，第一节点12不限于无线电接入节点，并且可以是诸如允许无线网络内的通信的通用无线电节点之类的另一设备，包括如下所述的无线设备。无线电接入节点12向无线电接入节点12的覆盖区域16 (例如小区) 内的其他节点 (诸如无线设备) 或其他接入节点 (诸如第二节点14) 提供无线接入。在一些实施例中，第二节点14是长期演进用户设备 (LTE UE)。注意，术语“UE”在本文中以其广义使用以表示任何无线设备。这样，术语“无线设备”和“UE”在

本文中可互换使用。

[0051] LTE在下行链路中使用正交频分复用 (OFDM) 以及在上行链路中使用离散傅里叶变换 (DFT) 扩展OFDM。因此,基本LTE下行链路物理资源可以被视为如图2所示的时频网格,其中,每个资源元素对应于一个OFDM符号间隔期间的一个OFDM子载波。

[0052] 图3示出了可以在LTE无线通信系统中使用的时域结构。在时域中,LTE下行链路传输被组织成10ms的无线电帧,每个无线电帧包括长度为 $T_{\text{subframe}} = 1\text{ms}$ 的十个相等大小的子帧。

[0053] 此外,LTE中的资源分配通常在资源块方面来描述,其中,资源块对应于时域中的一个时隙 (0.5ms) 和频域中的十二个连续子载波。资源块在频域中编号,从系统带宽的一端以0开始。

[0054] 下行链路传输是动态调度的;即,在每个子帧中,基站发送关于向哪些终端发送数据以及在当前下行链路子帧中在哪些资源块上发送数据的控制信息。该控制信令通常在每个子帧中的前1、2、3或4个OFDM符号中发送。具有3个OFDM符号作为控制的下行链路系统在图4中示出。

[0055] LTE使用混合自动重传请求 (HARQ),其中,在接收到子帧中的下行链路数据之后,终端尝试对其解码并向基站报告该解码是成功 (ACK) 还是不成功 (NACK)。在解码尝试不成功的情况下,基站可以重传错误数据。

[0056] 从终端到基站的上行链路控制信令包括:

[0057] 对所接收的下行链路数据的HARQ确认;

[0058] 与下行链路信道条件有关的被用作对下行链路调度的辅助的终端报告;

[0059] 指示移动终端需要用于上行链路数据传输的上行链路资源的调度请求。

[0060] 为了提供频率分集,这些频率资源是时隙边界上的跳频,即,一个“资源”包括在子帧的第一时隙内的频谱上部的12个子载波和在该子帧的第二时隙期间的频谱下部的相同大小的资源,或反之亦然。如果上行链路L1/L2控制信令需要更多资源,例如,在支持大量用户的非常大的总传输带宽的情况下,可以在先前分配的资源块旁边分配附加资源块。图5示出了物理上行链路控制信道 (PUCCH) 上的上行链路L1/L2控制信令传输。

[0061] 如上所述,上行链路L1/L2控制信令包括HARQ确认、信道状态信息和调度请求。如下面进一步描述的,这些类型的消息的不同组合是可能的,但是为了解释这些情况的结构,首先从HARQ和调度请求开始讨论每种类型的单独传输是有益的。Rel-13中针对PUCCH定义了五种格式,每种格式能够携带不同数量的比特。对于此背景技术,PUCCH格式2和3是最相关的。

[0062] UE可以报告信道状态信息 (CSI) 以向eNodeB提供终端处的信道属性的估计,以便辅助信道相关调度。这种信道属性是那些倾向于随着信道的衰落或随着干扰而变化的属性,例如天线元件之间的信道的相对增益和相位、给定子帧中的信号干扰和噪声比 (SINR) 等。这种CSI反馈用于适配多输入多输出 (MIMO) 预编码以及调制和编码状态。LTE提供信道属性的其他度量,例如接收信号强度指示符 (RSSI)、参考信号接收功率 (RSRP) 和参考信号接收质量 (RSRQ);然而,这些是未用于适配MIMO传输或选择调制和编码状态的长期属性,因此在本公开的上下文中不被视为CSI。

[0063] CSI报告包括在上行链路控制信息 (UCI) 报告中发送的每子帧的多个比特。每个子

帧最多能够有两比特信息的PUCCH格式1显然不能用于此目的。相反,Re1-13中CSI报告在PUCCH上的传输由PUCCH格式2、3、4和5处理,PUCCH格式2、3、4和5每子帧能够具有多个信息比特。

[0064] PUCCH格式2资源是半静态配置的。格式2报告可以携带最多11比特的有效载荷。格式2的变体是格式2a和2b,它们还分别携带1个和2个比特的HARQ-ACK信息以用于普通循环前缀。对于扩展循环前缀,PUCCH格式2还可以携带HARQ-ACK信息。为简单起见,它们在本文中均称为格式2。

[0065] PUCCH格式3被设计为支持更大的HARQ-ACK有效载荷,并且可以分别针对FDD和TDD携带多达10或20个HARQ-ACK比特。它还可以携带调度请求(SR),并因此总共支持最多21个比特。PUCCH格式3也可以携带CSI。PUCCH格式4和5携带更大的有效载荷。

[0066] 由于PUCCH有效载荷受到约束,LTE定义了携带CSI分量(诸如信道质量指示符(CQI)、预编码矩阵指示符(PMI)、秩指示符(RI)和CSI-RS资源指示符(CRI))的子集的CSI报告类型。与PUCCH报告模式和“模式状态”一起,每个报告类型定义能够在给定PUCCH传输(其在3GPP TS 36.213,表7.2.2-3中给出)中携带的有效载荷。在Re1-13中,所有PUCCH报告类型具有小于或等于11个比特的有效载荷,因此均可以在单个PUCCH格式2传输中携带。

[0067] Re1-13 LTE中定义了各种CSI报告类型:

[0068] 类型1报告支持UE所选子带的CQI反馈;

[0069] 类型1a报告支持子带CQI和第二PMI反馈;

[0070] 类型2、类型2b和类型2c报告支持宽带CQI和PMI反馈;

[0071] 类型2a报告支持宽带PMI反馈;

[0072] 类型3报告支持RI反馈;

[0073] 类型4报告支持宽带CQI;

[0074] 类型5报告支持RI和宽带PMI反馈;

[0075] 类型6报告支持RI和PMI反馈;

[0076] 类型7报告支持CRI和RI反馈;

[0077] 类型8报告支持CRI、RI和宽带PMI反馈;

[0078] 类型9报告支持CRI、RI和PMI反馈;

[0079] 类型10报告支持CRI反馈。

[0080] 这些报告类型在PUCCH上发送,PUCCH具有根据报告类型是否携带CQI、A类第一PMI、RI或CRI来确定的周期和偏移(以子帧为单位)。

[0081] 下面的表1示出了在假设宽带CSI报告与单个CSI子帧集一起使用的情况下发送各种报告类型时的子帧。类似的机制用于子带报告和用于多个子帧集。

[0082] 表1:CSI报告类型的PUCCH报告传输时间

CSI 内容	CSI 报告类型	在其中发送宽带 CSI 报告类型的子帧
[0083]	CQI	1, 1a, 2, 2b, 2c, 4
	A 类第一 PMI	2a
	RI	3, 5
	CRI*	7,8,9,10

[0084] 注意,CRI用于配置了多个CSI-RS资源的情况。其中(如3GPP TS36.213和36.331中所定义):

[0085] n_f 是系统帧号;

[0086] n_s 是无线电帧内的时隙号;

[0087] N_{pd} 是子帧中由高层参数cqi-pmi-ConfigIndex设置的周期;

[0088] $N_{OFFSET,CQI}$ 是子帧中由高层参数cqi-pmi-ConfigIndex设置的偏移;

[0089] H' 由高层参数periodicityFactorWB设置;

[0090] M_{RI} 是子帧中由高层参数ri-ConfigIndex设置的周期倍数;

[0091] $N_{OFFSET,RI}$ 是子帧中由高层参数ri-ConfigIndex设置的偏移;

[0092] M_{CRI} 是子帧中由高层参数cri-ConfigIndex设置的周期倍数;

[0093] PUCCH CSI报告具有 N_{pd} 个子帧的基本周期,并且可以以该速率报告CQI。如果配置了RI,则它还可以通过配置 $M_{RI}=1$ 以与CQI相同的速率被报告,因为偏移 $N_{OFFSET,RI}$ 可以允许RI具有不同子帧移位(周期与CQI相同)。另一方面,A类第一PMI与CQI时间复用,其中,在CQI的 H' 个传输中的一个中发送A类第一PMI而不是CQI。CRI以类似的方式与RI时间复用,即,在RI的 M_{CRI} 个传输中的一个中发送CRI而不是RI。

[0094] 此外,PUCCH格式3可以在同一PUCCH传输中携带ACK/NACK和CSI,但是CSI必须来自仅一个服务小区。此外,在Rel-13中,UE仅在发送ACK/NACK时在PUCCH格式3上发送CSI。如果在给定子帧中不存在要传输的ACK/NACK并且要在PUCCH上传输CSI,则UE将在该子帧中使用PUCCH格式2。

[0095] LTE控制信令可以以多种方式来携带,包括在物理下行链路控制信道(PDCCH)、增强型物理下行链路控制信道(EPDCCH)或PUCCH中携带控制信息;嵌入PUSCH、媒体访问控制(MAC)控制元素('MAC CE')或在无线电资源控制(RRC)信令中。这些机制中的每一个都是定制的,以携带特定类型的控制信息。如本文所使用的,控制信道可以指这些机制中的任何一种。另外,控制信道上的传输可以指携带该信息的单独传输或携带特定信息的传输的一部分。

[0096] 在PDCCH、EPDCCH、PUCCH上携带或嵌入在PUSCH中的控制信息是物理层相关控制信息,例如如3GPP TS 36.211、36.212和36.213中所描述的下行链路控制信息(DCI)、上行链路控制信息(UCI)。DCI通常用于指示UE执行一些物理层功能,从而提供执行该功能所需的

信息。UCI通常向网络提供所需信息,例如HARQ-ACK、调度请求(SR)、信道状态信息(CSI),包括CQI、PMI、RI和/或CRI。UCI和DCI可以逐子帧传输,因此被设计为支持快速变化的参数,包括可以随快速衰落的无线电信道而变化的参数。因为UCI和DCI可以在每个子帧中传输,所以对对应于给定小区的UCI或DCI倾向于为大约几十比特,以便限制控制开销量。

[0097] 如3GPP TS 36.321中所描述的,MAC CE中携带的控制信息在上行链路和下行链路共享传输信道(UL-SCH和DL-SCH)上的MAC报头中携带。由于MAC报头不具有固定大小,因此MAC CE中的控制信息可以在需要时发送并且不一定代表固定开销。此外,MAC CE可以有效地携带更大的控制有效载荷,因为它们可以在UL-SCH或DL-SCH传输信道中携带,其受益于链路自适应、HARQ,并且可以是turbo编码的(而在Rel-13中UCI和DCI则不能)。MAC CE用于执行使用固定参数集的重复任务(例如维持定时提前量或缓冲区状态报告),但是这些任务通常不需要逐子帧传输MAC CE。因此,在Rel-13中不在MAC CE中携带与快速衰落无线电信道有关的信道状态信息,例如PMI、CQI、RI和CRI。

[0098] 如3GPP TS 36.331中所讨论的,专用RRC控制信息也通过使用信令无线电承载(SRB)的UL-SCH和DL-SCH来携带。因此,它还可以有效地携带大型控制有效载荷。然而,SRB通常不旨在用于非常频繁地传输大型有效载荷,并且需要可用于支持应该高度可靠地传输的较不频繁的信令,例如用于包括切换的移动性过程。因此,类似于MAC,RRC信令不携带与快速衰落无线电信道有关的信道状态信息,例如Rel-13中的PMI、CQI、RI和CRI。实际上,这种CSI仅在PUSCH或PUCCH上的UCI信令中携带。

[0099] 多天线技术可以显著提高无线通信系统的数据速率和可靠性。如果发射机和接收机都配备有多个天线(这导致多输入多输出(MIMO)通信信道),则性能尤其得到改善。这种系统和/或相关技术通常被称为MIMO。

[0100] LTE标准目前正在演进,具有增强的MIMO支持。LTE中的核心部分是支持MIMO天线部署和MIMO相关技术。LTE版本12支持用于具有信道相关预编码的8个Tx天线的8层空间复用模式。空间复用模式针对有利信道条件下的高数据速率。图6中提供了空间复用操作的图示。

[0101] 如图6所示,携带符号向量 s 的信息乘以用于在 N_T (对应于 N_T 个天线端口)维向量空间的子空间中分配发射能量的 $N_T \times r$ 预编码器矩阵 W 。预编码器矩阵通常从可能的预编码器矩阵的码本中选择,并且通常借助于PMI来指示,PMI针对给定数量的符号流在码本中指定唯一的预编码器矩阵。 s 中的 r 个符号每个对应于一个层,并且 r 被称为传输秩。以这种方式,实现了空间复用,因为可以在相同的时间/频率资源元素(TFRE)上同时传输多个符号。符号数 r 通常被适配以适合于当前的信道属性。

[0102] LTE在下行链路中使用OFDM(以及在上行链路中使用DFT预编码的OFDM),因此对于子载波 n 上的特定TFRE(或者替代地,数据TFRE编号 n)的所接收的 $N_R \times 1$ 向量 y_n 通过以下来建模:

[0103] $y_n = H_n W s_n + e_n$ 等式1

[0104] 其中, e_n 是作为随机过程的实现而获得的噪声/干扰向量。预编码器 W 可以是在频率上是恒定的或者是频率选择性的宽带预编码器。

[0105] 预编码器矩阵 w 通常被选择为匹配 $N_R \times N_T$ MIMO信道矩阵 H_n 的特性,从而导致所谓的信道相关预编码。这通常也称为闭环预编码,并且基本上努力将发射能量聚焦到子空间中,

该子空间在将大部分发射能量传送到UE的意义上很强。另外,预编码器矩阵还可以被选择为努力使信道正交化,这意味着在UE处的适当线性均衡之后减少了层间干扰。

[0106] 用于UE选择预编码器矩阵W的一个示例方法可以是选择最大化假设等效信道的Frobenius范数的 W_k :

$$[0107] \quad \max_k \|\hat{H}_n W_k\|_F^2 \quad \text{等式 2}$$

[0108] 其中, $\hat{H}_n$ 是信道估计,可能如下所述从CSI-RS导出。 W_k 是具有索引k的假设预编码器矩阵。 $\hat{H}_n W_k$ 是假设等价信道。

[0109] 关于CSI反馈,子带被定义为多个相邻物理资源块 (PRB) 对。在LTE中,子带大小(即,相邻PRB对的数量)取决于系统带宽、CSI报告是被配置为周期性还是非周期性、以及反馈类型(即,配置了高层配置的反馈还是UE选择的子带反馈)。图7示出了示例子带与宽带之间的差异的示例。在该示例中,子带包括6个相邻PRB。注意,为简化说明,图7中仅示出了两个子带。通常,系统带宽中的所有PRB对被划分成不同的子带,其中,每个子带包括固定数量的PRB对。作为对比,宽带涉及系统带宽中的所有PRB对。如上所述,如果UE被配置为由eNodeB报告宽带PMI,则UE可以反馈考虑来自系统带宽中的所有PRB对的测量的单个预编码器。备选地,如果UE被配置为报告子带PMI,则UE可以反馈多个预编码器(每个子带一个预编码器)。除了子带预编码器之外,UE还可以反馈宽带PMI。

[0110] 在用于LTE下行链路的闭环预编码中,UE基于前向链路(下行链路)中的信道测量,向eNodeB发送要使用的合适预编码器的建议。eNB根据UE的传输模式配置UE以提供反馈,并且可以发送CSI-RS并配置UE以使用CSI-RS的测量来反馈UE从码本中选择的所建议的预编码矩阵。可以反馈用于覆盖大带宽(宽带预编码)的单个预编码器。匹配信道的频率变化并且替代地反馈频率选择性预编码报告(例如几个预编码器,每子带一个)也可以是有益的。这是信道状态信息反馈的更一般情况的示例,其还包括反馈除所建议的预编码器之外的其他信息以帮助eNodeB进行到UE的后续传输。这样的其他信息可以包括CQI以及传输RI。

[0111] 给定来自UE的CSI反馈,eNodeB确定它希望用于向UE发送的传输参数,包括预编码矩阵、传输秩以及调制和编码状态(MCS)。这些传输参数可以不同于UE做出的建议。因此,可以在DCI中信令发送秩指示符和MCS,以及可以在DCI中信令发送预编码矩阵,或者eNodeB可以发送从中可以测量等效信道的解调参考信号。传输秩以及因此空间复用层的数量反映在预编码器W的列数中。为了获得有效的性能,重要的是选择与信道属性相匹配的传输秩。

[0112] 在诸如TM9和TM10的闭环MIMO传输方案中,UE估计并将下行链路CSI反馈回eNodeB。eNB使用反馈CSI将下行链路数据发送到UE。CSI包括传输RI、PMI和CQI。UE使用预编码矩阵码本以基于特定标准(例如UE吞吐量)来找出所估计的下行链路信道 H_n 与该码本中的预编码矩阵之间的最佳匹配。基于在用于TM9和TM10的下行链路中发送的非零功率CSI参考信号(NZP CSI-RS)来估计信道 H_n 。

[0113] CQI/RI/PMI一起向UE提供下行链路信道状态。这也被称为隐式CSI反馈,因为 H_n 的估计不是直接反馈的。CQI/RI/PMI可以是宽带或子带,具体取决于所配置的报告模式。

[0114] RI对应于要在空间上复用并因此在下行链路信道上并行发送的建议数量的流。PMI标识所建议的用于传输的预编码矩阵码字(在包含具有与CSI-RS端口的数量相同的行

数的预编码器的码本中),其涉及信道的空间特性。CQI表示所建议的传输块大小(即,码率),以及LTE支持在子帧中向UE发送传输块(即,单独编码的信息块)的一个或两个同时传输(在不同层上)。因此,在发送一个或多个传输块的空间流的CQI与SINR之间存在关系。

[0115] 在LTE版本13中定义了多达16个天线端口的码本。支持一维(1D)和二维(2D)天线阵列两者。对于LTE版本12UE及更早版本,仅支持针对1D端口布局(具有2个、4个或8个天线端口)的码本反馈。因此,码本被设计为假设这些端口在一个维度上排列在一条直线上。在LTE Rel-13中,针对8、12或16个天线端口的情况规定了用于2D端口布局的码本。此外,在LTE Rel-13中还针对16个天线端口的情况规定了用于1D端口布局的码本。

[0116] 在LTE Rel-13中,引入了两种类型的CSI报告,即A类和B类。在A类CSI报告中,UE基于用于所配置的具有8、12或16个天线端口的2D天线阵列的新码本来测量和报告CSI。A类码本由五个参数定义,即($N_1, N_2, Q_1, Q_2, \text{CodebookConfig}$),其中, (N_1, N_2) 分别是第一维和第二维中的天线端口的数量。 (Q_1, Q_2) 分别是第一维和第二维的DFT过采样因子。CodebookConfig的范围从1到4,并定义了形成码本的四种不同方式。对于CodebookConfig=1,针对整个系统带宽反馈对应于单个2D波束的PMI,而对于CodebookConfig={2,3,4},反馈对应于四个2D波束的PMI,并且每个子带可以与不同的2D波束相关联。CSI包括RI、PMI和一个或多个CQI,类似于预发布Rel-13中的CSI报告。

[0117] 在B类CSI报告中,在一种情况下(也称为“ $K_{\text{CSI-RS}} > 1$ ”),eNB可以在一个天线维度中预先形成多个波束。在另一个天线维度上的每个波束内可以有多个端口(1、2、4或8个端口)。沿着每个波束发送“波束成形的”CSI-RS。UE首先从所配置的一组波束中选择最佳波束,然后基于用于2、4或8端口的传统预发布版本13LTE码本来测量所选波束内的CSI。然后,UE报告回所选择的波束索引和与所选波束相对应的CSI。在另一场景(也称为“ $K_{\text{CSI-RS}} = 1$ ”)中,eNB可以在每个极化上形成多达4个(2D)波束,并且沿着每个波束发送“波束成形的”CSI-RS。UE测量“波束成形的”CSI-RS上的CSI并基于用于2、4或8个端口的新的B类码本来反馈CSI。

[0118] 在LTE版本-10中,引入了新的参考符号序列以用于估计下行链路信道状态信息CSI-RS。CSI-RS提供了几个优点,而不是将CSI反馈基于在之前的版本中用于该目的的CRS。首先,CSI-RS不用于数据信号的解调,并且因此不需要相同的密度(即,CSI-RS的开销实质上更少)。其次,CSI-RS提供了配置CSI反馈测量的更灵活手段(例如可以以UE特定方式配置要测量的CSI-RS资源)。

[0119] 通过测量从eNodeB发送的CSI-RS,UE可以估计CSI-RS正在经历的有效信道,包括无线电传播信道和天线增益。在数学上更严格地说,这暗示如果发送已知的CSI-RS信号 x ,则UE可以估计发送信号与接收信号(即,有效信道)之间的耦合。因此,如果在传输中未执行虚拟化,则接收信号 y 可以表示为:

$$[0120] \quad y = Hx + e \quad \text{等式3}$$

[0121] 并且UE可以估计有效信道 H 。

[0122] 在LTE Rel-10中可以配置多达八个CSI-RS端口,也就是说,UE可以从多达八个发射天线端口来估计信道。在LTE版本13中,可以配置的CSI-RS端口的数量被扩展到多达十六个端口(3GPP TS 36.213、3GPP TS 36.211)。在LTE版本14中,正在考虑支持多达32个CSI-RS端口。

[0123] 与CSI-RS相关的是仅被配置作为常规CSI-RS资源的零功率CSI-RS资源(也称为静音CSI-RS)的概念,使得UE知道数据传输被围绕这些资源映射。零功率CSI-RS资源的意图是使网络能够使对应资源上的传输静音,以便提升可能在相邻小区/传输点中发送的对应非零功率CSI-RS的SINR。对于LTE的Re1-11,引入了UE被强制使用以测量干扰加噪声的特殊零功率CSI-RS。UE可以假设感兴趣的传输点(TP)不在零功率CSI-RS资源上进行发送,因此接收功率可以用作干扰加噪声的度量。

[0124] 基于所指定的CSI-RS资源以及基于干扰测量配置(例如零功率CSI-RS资源),UE可以估计有效信道和噪声加干扰,并且因此还确定要建议以最佳匹配特定频道的秩、预编码矩阵和MCS。

[0125] 本公开的一些实施例可以与二维天线阵列一起使用,并且所呈现的一些实施例使用这样的天线。这种天线阵列可以(部分地)由对应于水平维度 N_h 的天线列的数量、对应于垂直维度 N_v 的天线行的数量以及对应于不同极化 N_p 的维度的数量来描述。因此,天线的总数是 $N=N_h N_v N_p$ 。应当指出,天线的概念在其可以指物理天线元件的任何虚拟化(例如线性映射)的意义上是非限制性的。例如,物理子元件对可以被馈送相同的信号,并且因此共享相同的虚拟化天线端口。

[0126] 具有交叉极化天线元件的 4×4 阵列的示例在图8中示出。

[0127] 预编码可以被解释为在传输之前将信号与每个天线的不同波束成形权重相乘。典型的方法是使预编码器适合天线形状因子,即在设计预编码器码本时考虑 N_h, N_v 和 N_p 。这种2D码本可能不严格地将垂直或水平维度与天线端口所关联的维度相关联。因此,可以认为2D码本具有第一和第二天线端口数量 N_1 和 N_2 ,其中 N_1 可以对应于水平或垂直维度,并且因此 N_2 对应于剩余维度。也就是说,如果 $N_1=N_h$,则 $N_2=N_v$,如果 $N_1=N_v$,则 $N_2=N_h$ 。类似地,2D码本可能不严格地将天线端口与极化相关,并且可以设计有如下所述的用于合并两个波束或两个天线端口的同相机制。

[0128] 常见类型的预编码是使用DFT预编码器,其中,用于使用具有 N_1 个天线的单极化均匀线性阵列(ULA)预编码单层传输的预编码器向量被定义为:

$$[0129] \quad \mathbf{w}_{1D}(l, N_1, O_1) = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \begin{bmatrix} e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \cdot (N_1-1) \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 4}$$

[0130] 其中, $l=0, 1, \dots, O_1 N_1 - 1$ 是预编码器索引, O_1 是整数过采样因子。用于具有每极化 N_1 个天线(并且因此总共 $2N_1$ 个天线)的双极化均匀线性阵列(ULA)的预编码器可以类似地定义为:

$$[0131] \quad \mathbf{w}_{1D,DP}(l, N_1, O_1) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1D}(l) \\ e^{j\phi} \mathbf{w}_{1D}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1D}(l) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_{1D}(l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \quad \text{等式 5}$$

[0132] 其中, $e^{j\phi}$ 是可以例如选自QPSK字母表 $\phi \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 的两个极化之间的同相因子。

[0133] 用于具有 $N_1 \times N_2$ 个天线的二维均匀平面阵列(UPA)的对应预编码器向量可以通过将两个预编码器向量的Kronecker乘积作为 $\mathbf{w}_{2D}(l, m) = \mathbf{w}_{1D}(l, N_1, O_1) \otimes \mathbf{w}_{1D}(m, N_2, O_2)$ 来

创建,其中, O_2 是 N_2 维度中的整数过采样因子。每个预编码器 $w_{2D}(l, m)$ 形成DFT波束;所有预编码器 $\{w_{2D}(l, m), l=0, \dots, N_1 O_1 - 1; m=0, \dots, N_2 O_2 - 1\}$ 形成DFT波束网格。图9中示出 $(N_1, N_2) = (4, 2)$ 和 $(O_1, O_2) = (4, 4)$ 的示例。在以下章节中,术语“DFT波束”和“DFT预编码器”可互换使用。

[0134] 更一般地,当在传输中使用预编码权重 $w_{2D}(l, m)$ 时,可以通过发射最大能量的方向来识别具有索引对 (l, m) 的波束。此外,振幅锥度(magnitude taper)可与DFT波束一起使用以降低波束的旁瓣(sidelobe)。沿 N_1 和 N_2 维度逐渐变细的一维DFT预编码器可以表示为:

$$[0135] \quad w_{1D}(l, N_1, O_1, \beta) = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \begin{bmatrix} \beta_0 e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \beta_1 e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \vdots \\ \beta_{N_1-1} e^{j2\pi \cdot (N_1-1) \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \end{bmatrix},$$

$$[0136] \quad w_{1D}(m, N_2, O_2, \gamma) = \frac{1}{\sqrt{N_2}} \begin{bmatrix} \gamma_0 e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \\ \gamma_1 e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \\ \vdots \\ \gamma_{N_2-1} e^{j2\pi \cdot (N_2-1) \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \end{bmatrix}$$

[0137] 其中, $0 < \beta_i, \gamma_k \leq 1$ ($i=0, 1, \dots, N_1-1; k=0, 1, \dots, N_2-1$) 是振幅比例因子。 $\beta_i=1, \gamma_k=1$ ($i=0, 1, \dots, N_1-1; k=0, 1, \dots, N_2-1$) 对应于没有逐渐减少。DFT波束(具有或没有振幅锥度)在沿着两个维度中的每个维度的元件之间具有线性相移。在不失一般性的情况下,可以假设 $w(l, m)$ 的元件按照 $w(l, m) = w_{1D}(l, N_1, O_1, \beta) \otimes w_{1D}(m, N_2, O_2, \gamma)$ 排序,以使得相邻元件对应于沿着维度 N_2 的相邻天线元件,而被间隔开 N_2 的 $w(l, m)$ 的元件对应于沿着维度 N_1 的相邻天线元件。然后 $w(l, m)$ 的两个元件 $w_{s_1}(l, m)$ 和 $w_{s_2}(l, m)$ 之间的相移可以表示为:

$$[0138] \quad w_{s_2}(l, m) = w_{s_1}(l, m) \cdot \left(\frac{\alpha_{s_2}}{\alpha_{s_1}} \right) \cdot e^{j2\pi((k_1-i_1)\Delta_1 + (k_2-i_2)\Delta_2)}$$

[0139] 其中, $s_1 = i_1 N_2 + i_2$ 以及 $s_2 = k_1 N_2 + k_2$ (其中, $0 \leq i_2 < N_2, 0 \leq i_1 < N_1, 0 \leq k_2 < N_2$ 以及 $0 \leq k_1 < N_1$) 是标识波束 $w(l, m)$ 的两个条目的整数,以便 (i_1, i_2) 指示映射到第一天线元件(或端口)的波束 $w(l, m)$ 的第一条目, (k_1, k_2) 指示映射到第二天线元件(或端口)的波束 $w(l, m)$ 的第二条目。

[0140] $\alpha_{s_1} = \beta_{i_1} \gamma_{i_2}$ 并且 $\alpha_{s_2} = \beta_{k_1} \gamma_{k_2}$ 是实数。如果使用振幅逐渐变细 $\alpha_i \neq 1$ ($i = s_1, s_2$); 否则 $\alpha_i = 1$ 。

[0141] $\Delta_1 = \frac{l}{O_1 N_1}$ 是对应于沿轴线(例如水平轴线(‘方位角’))的方向的相移。

[0142] $\Delta_2 = \frac{m}{O_2 N_2}$ 是对应于沿轴线(例如垂直轴线(‘仰角’))的方向的相移。

[0143] 因此,用预编码器 $w(l_k, m_k)$ 形成的第 k 个波束 $d(k)$ 也可以由对应的预编码器 $w(l_k, m_k)$ 指代,即 $d(k) = w(l_k, m_k)$ 。因此,波束 $d(k)$ 可以被描述为一组复数,该组的每个元素由至少一个复相移来表征,以使得波束的元素与波束的任何其他元素相关,其中,

$d_n(k) = d_i(k)\alpha_{i,n}e^{j2\pi(p\Delta_{1,k}+q\Delta_{2,k})} = d_i(k)\alpha_{i,n}(e^{j2\pi\Delta_{1,k}})^p(e^{j2\pi\Delta_{2,k}})^q$, 其中, $d_i(k)$ 是波束 $d(k)$ 的第 i 个元素, $\alpha_{i,n}$ 是与波束 $d(k)$ 的第 i 个和第 n 个元素相对应的实数; p 和 q 是整数; 以及 $\Delta_{1,k}$ 和 $\Delta_{2,k}$ 是与具有索引对 (l_k, m_k) 的波束相对应的实数, 分别确定 $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$ 复相移 $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$ 和 $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$ 。当波束 $d(k)$ 在 UPA 或 ULA 中用于发送或接收时, 索引对 (l_k, m_k) 对应于平面波的到达或离开方向。可以用单个索引 k 标识波束 $d(k)$, 其中, $k = l_k + N_1 0_1 m_k$, 即, 首先沿垂直或 N_2 维度, 或者备选地 $k = N_2 0_2 l_k + m_k$, 即, 首先沿水平或 N_1 维度。

[0144] 扩展用于双极化 ULA 的预编码器可以如下进行:

$$\begin{aligned} w_{2D,DP}(l, m, \phi) &= \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \otimes w_{2D}(l, m) = \begin{bmatrix} w_{2D}(l, m) \\ e^{j\phi} w_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} w_{2D}(l, m) & 0 \\ 0 & w_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{等式 6}$$

[0146] 可以通过附加 DFT 预编码器向量的列来创建用于多层传输的预编码器矩阵 $W_{2D,DP}$:

$$W_{2D,DP}^{(R)} = [w_{2D,DP}(l_1, m_1, \phi_1) \quad w_{2D,DP}(l_2, m_2, \phi_2) \quad \cdots \quad w_{2D,DP}(l_R, m_R, \phi_R)]$$

[0148] 其中, R 是传输层的数量, 即, 传输秩。在秩-2 DFT 预编码器的特殊情况下, $m_1 = m_2 = m$ 以及 $l_1 = l_2 = l$, 则有:

$$\begin{aligned} W_{2D,DP}^{(2)}(l, m, \phi_1, \phi_2) &= [w_{2D,DP}(l, m, \phi_1) \quad w_{2D,DP}(l, m, \phi_2)] \\ &= \begin{bmatrix} w_{2D}(l, m) & 0 \\ 0 & w_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\phi_1} & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{等式 7}$$

[0150] 对于每个秩, 所有候选预编码器形成“预编码器码本”或“码本”。UE 可以首先基于 CSI-RS 来确定所估计的下行链路宽带信道的秩。在标识秩之后, 对于每个子带, UE 然后在码本中搜索对所确定的秩的所有候选预编码器以找到子带的最佳预编码器。例如, 在秩=1 的情况下, UE 将在 $w_{2D,DP}(k, l, \phi)$ 中搜索所有可能 (k, l, ϕ) 值。在秩=2 的情况下, UE 将在 $W_{2D,DP}^{(2)}(k, l, \phi_1, \phi_2)$ 中搜索所有可能 (k, l, ϕ_1, ϕ_2) 值。

[0151] 利用多用户 MIMO (MU-MIMO), 同一小区中的两个或更多用户在相同的时频资源上被共同调度。也就是说, 两个或更多个独立数据流同时被发送到不同的 UE, 并且空间域被用于分离相应的流。通过同时发送多个流, 能够增加系统的容量。然而, 这是以降低每流的 SINR 为代价的, 因为必须在流之间共享功率, 并且流将对彼此造成干扰。

[0152] 当增加天线阵列大小时, 增加的波束成形增益将导致更高的 SINR, 然而, 由于用户吞吐量仅仅对数地取决于 SINR (对于大 SINR), 因此平衡 SINR 增益以用于复用增益 (其与多路复用用户数呈线性增长) 是有利的。

[0153] 需要准确的 CSI 以便在共同调度的用户之间执行适当的零陷 (nullforming)。在当前的 LTE Rel.13 标准中, 不存在用于 MU-MIMO 的特殊 CSI 模式, 并且因此 MU-MIMO 调度和预编码器构造必须基于针对单用户 MIMO 设计的现有 CSI 报告 (即, 指示基于 DFT 的预编码器的 PMI、RI 以及 CQI)。这对于 MU-MIMO 来说可能非常具有挑战性, 因为所报告的预编码器仅包含关于用户的最强信道方向的信息, 并且因此可能没有包含足够的信息来进行适当的零陷, 这可能导致共同调度的用户之间的大量干扰, 从而降低了 MU-MIMO 的优势。

[0154] 上面讨论的并且在 LTE Rel-13 中使用的基于 DFT 的预编码器计算跨越 (通常是不

同极化的) 端口对的同相。如果在CSI报告中使用多于一个波束 $d(k)$, 则波束不与同相合并, 但是与所选波束相关联的端口对是同相的。因此, 这种基于DFT的预编码器可以被视为“单波束”预编码器。因此, 多波束预编码器是一种扩展, 其中, 跨越波束以及端口对应用同相。本文描述了一个这种码本。尽管为了具体, 通过与水平和垂直维度有关的二维码本来描述多波束码本, 该码本同样适用于第一维或第二维与如上所述的水平或垂直天线端口相关的一般情况。

[0155] D_N 被定义为大小 $N \times N$ DFT 矩阵, 即 D_N 的元素被定义为 $[D_N]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi kl/N}$ 。
 $R_N(q) = \text{diag}[e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{q}{N}} \ e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{q}{N}} \ \dots \ e^{j2\pi \cdot (N-1) \cdot \frac{q}{N}}]$ 被进一步定义为大小 $N \times N$ 旋转矩阵, 其针对 $0 \leq q < 1$ 定义。在 D_N 的左侧乘以 $R_N(q)$ 形成带有条目 $[R_N(q)D_N]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi k(l+q)/N}$ 的旋转DFT矩阵。旋转DFT矩阵 $R_N(q)D_N = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_N]$ 包括进一步跨越向量空间 $\mathbb{C}^N$ 的归一化正交列向量 $\{d_i\}_{i=1}^N$ 。也就是说, 对于任何 q , $R_N(q)D_N$ 列是 $\mathbb{C}^N$ 的标准正交基。

[0156] 在一些实施例中, 通过扩展 (旋转的) DFT 矩阵来创建码本设计, 所述 DFT 矩阵是针对如上所述的单极化 ULA 的适当变换, 以适合双极化 2DUPA 的更一般情况。

[0157] 旋转 2D DFT 矩阵被定义为 $D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = (R_{N_H}(q_H)D_{N_H}) \otimes (R_{N_V}(q_V)D_{N_V}) = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{N_V N_H}]$ 。 $D_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的列 $\{d_i\}_{i=1}^{N_{DP}}$ 构成向量空间 $\mathbb{C}^{N_V N_H}$ 的标准正交基。这样的列 d_i 在下文记为 (DFT) 波束。

[0158] 创建适用于 UPA 的双极化波束空间变换矩阵, 其中, 左上和右下元素对应于两个极化:

$$[0159] \quad B_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = I_2 \otimes D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = \begin{bmatrix} D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) & 0 \\ 0 & D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & \dots & d_{N_V N_H} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & d_1 & d_2 & \dots & d_{N_V N_H} \end{bmatrix} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{2N_V N_H}]$$

[0160] $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的列 $\{b_i\}_{i=1}^{2N_V N_H}$ 构成向量空间 $\mathbb{C}^{2N_V N_H}$ 的标准正交基。这样的列 b_i 在下文记为单极化波束 (SP 波束), 因为它由在单个极化 (即 $b = \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix}$ 或 $b = \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix}$) 上发射的波束 d 来构造。还引入符号双极化波束以指代在两个极化上发射的波束 (其与极化同相因子 $e^{j\alpha}$ 相合并, 即 $b_{DP} = \begin{bmatrix} d \\ e^{j\alpha} d \end{bmatrix}$)。

[0161] 利用信道稍微稀疏的假设, 通过仅选择 $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的列子集来捕获大部分信道能量, 也就是, 足以描述一对 SP 波束, 这将反馈开销保持为低。因此, 选择包括 $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的 N_{SP} 个列的列子集 I_S 创建了简化的波束空间变换矩阵 $B_{I_S} = [b_{I_S(1)} \ b_{I_S(2)} \ \dots \ b_{I_S(N_{SP})}]$, 例如, 选择列号 $I_S = [1 \ 5 \ 10 \ 25]$ 创建了简化的波束空间变换矩阵 $B_{I_S} = [b_1 \ b_5 \ b_{10} \ b_{25}]$ 。

[0162] 用于单层的预编码的通用预编码器结构是:

$$[0163] \quad \mathbf{w} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} = [\mathbf{b}_{IS(1)} \quad \mathbf{b}_{IS(2)} \quad \dots \quad \mathbf{b}_{IS(N_{SP})}] \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{N_{SP}} c_i \mathbf{b}_{IS(i)}.$$

[0164] 其中, $\{c_i\}_{i=1}^{N_{SP}}$ 是复杂波束同相系数。

[0165] 上述等式中的预编码器 $\mathbf{w}$ 可以被描述为通过将第 k 个波束 $\mathbf{b}_k$ 与同相系数 c_k 同相而构造的波束的线性组合。这种波束同相系数是标量复数,其根据 $c_k \mathbf{b}_k$ 相对于其他波束调整至少波束的相位。当波束同相系数仅调整相对相位时,它是单位振幅复数。通常还希望调整波束的相对增益,在这种情况下,波束同相系数不是单位振幅。

[0166] 通过将复系数分离为如下的功率(或振幅)和相位部分来获得更精细的多波束预编码器结构:

$$[0167] \quad \mathbf{w} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} \sqrt{p_1} e^{j\alpha_1} \\ \sqrt{p_2} e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ \sqrt{p_{N_{SP}}} e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} \sqrt{p_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{p_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{p_{N_{SP}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{IS} \sqrt{\mathbf{P}} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix}$$

[0168] 由于预编码向量 $\mathbf{w}$ 与复常数 C 相乘不会改变其波束成形特性(因为相对于其他单极化波束只有相位和振幅很重要),可以不失一般性地假设对应于例如SP波束1的系数被固定到 $p_1=1$ 并且 $e^{j\alpha_1}=1$,使得需要从UE向基站信令发送用于少一个波束的参数。此外,可以进一步假设预编码器乘以归一化因子,以便例如满足总功率约束,即 $\|\mathbf{w}\|^2=1$ 。为清楚起见,本文的等式中省略了任何这样的归一化因子。

[0169] 在某些情况下, $\mathbf{B}_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的列的可能选择受到限制,因此如果选择列 $i=i_0$,则是列 $i=i_0+N_V N_H$ 。也就是说,如果选择与映射到第一极化的特定波束相对应的SP波束,例如 $\mathbf{b}_{i_0} = \begin{bmatrix} d_{i_0} \\ 0 \end{bmatrix}$,这意味着也会选择SP波束 $\mathbf{b}_{i_0+N_V N_H} = \begin{bmatrix} 0 \\ d_{i_0} \end{bmatrix}$ 。也就是说,也选择与映射到第二

极化的所述特定波束相对应的SP波束。这将减少反馈开销,因为只需选择 $\mathbf{B}_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的 $N_{DP}=N_{SP}/2$ 个列并信令发送回基站。换句话说,列选择是在波束(或DP波束)级而不是SP波束级上完成的。如果特定波束在其中一个极化上很强,那么通常意味着该波束在另一个极化上也很强(至少在宽带意义上),因此以这种方式限制列选择的损失不会显著降低性能。在下面的讨论中,通常假设使用DP波束(除非另有说明)。

[0170] 在一些情况下,多波束预编码器被分解成以不同频率粒度选择的两个或更多个因子,以便减少反馈开销。在这种情况下,以特定频率粒度选择SP波束选择(即矩阵 $\mathbf{B}_{IS}$ 的选择)和相对SP波束功率/振幅(即矩阵 $\sqrt{\mathbf{P}}$ 的选择),而以另一特定频率粒度选择SP波束相位

(即矩阵 $\begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix}$ 的选择)。在一种这样的情况下,特定频率粒度对应于宽带选择(即,对整个

带宽的一个选择),而所述另一特定频率粒度对应于每子带选择(即,载波带宽被分成通常由1-10个PRB组成的多个子带,并且对每个子带进行单独的选择)。

[0171] 在典型情况下,多波束预编码向量被分解为 $\mathbf{w}=\mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2$,其中,以特定频率粒度选择

W_1 ，以另一特定频率粒度选择 W_2 。然后将预编码器向量表示为

$$\mathbf{w} = \underbrace{\mathbf{B}_{IS}\sqrt{P}}_{=W_1} \underbrace{\begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix}}_{=W_2} = W_1 W_2 \bullet \text{使用这种标示,如果所述特定频率粒度对应于 } W_1 \text{ 的宽带选择并}$$

且所述另一特定频率粒度对应于 W_2 的每子带选择,则用于子带1的预编码器向量可以表示为 $w_1 = W_1 W_2(1)$ 。也就是说,只有 W_2 是子带索引1的函数。

[0172] 因此,UE需要向eNodeB反馈的是:

[0173] • $\mathbf{B}_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ 的所选列,即 N_{SP} 单极化波束。这需要最多 $N_{SP} \cdot \log_2(2N_V N_H)$ 个比特。

[0174] • 垂直和水平 DFT 基旋转因子 q_V 和 q_H 。例如,对于 Q 的某个值, $q(i) = \frac{i}{Q}, i = 0, 1, \dots, Q-1$ 。对应的开销将是 $2 \cdot \log_2 Q$ 个比特。

[0175] • SP波束的(相对)功率级别 $\{p_2, p_3, \dots, p_{N_{SP}}\}$ 。如果 L 是可能的离散功率级别的数量,则需要 $(N_{SP}-1) \cdot \log_2 L$ 来反馈SP波束功率级别。

[0176] • SP波束的对应因子 $\{e^{j\alpha_2}, e^{j\alpha_3}, \dots, e^{j\alpha_{N_{SP}}}\}$ 。例如,对于 K 的某个值, $\alpha(k) = \frac{2\pi k}{K}, k = 0, 1, \dots, K-1$ 。对应的开销是每 $W_2(1)$ 报告每秩的 $(2N_{DP}-1) \cdot \log_2 K$ 个比特。

[0177] 最近,3GPP已经同意以下用于基于多波束预编码器开发Rel-14高级CSI的物理层规范的工作假设。注意,术语“波束合并系数”在本文用于同相因子 $c_{r,1,i}$,尽管同相因子可以合并具有不同极化以及不同波束的元素。

[0178] 预编码器将在下面的等式中进行归一化。

- $W_1 = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}$, $B = [p_0 b_{k_1^{(0)}, k_2^{(0)}}, \dots, p_{L-1} b_{k_1^{(L-1)}, k_2^{(L-1)}}]$
 - 对于秩 1: $W = \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} \\ \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2$, 以及 $W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} \\ c_{1,0} \end{bmatrix}$
 - 对于秩 2: $W = \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} & \tilde{w}_{0,1} \\ \tilde{w}_{1,0} & \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2$, 以及 $W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} \end{bmatrix}$
 - $c_{r,l} = [c_{r,l,0}, \dots, c_{r,l,L-1}]^T$, $r = 0,1$, $l = 0,1$
 - $\tilde{w}_{r,l} = \sum_{i=0}^{L-1} b_{k_1^{(i)}, k_2^{(i)}} \cdot p_i \cdot c_{r,l,i}$; $r = 0,1$, $l = 0,1$
- $L = 2$ 是波束数
- b_{k_1, k_2} 是来自过采样的网格的 2D DFT 波束
 - $k_1 = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$
 - $k_2 = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$
- $0 \leq p_i \leq 1$ 波束 i 的波束功率缩放因子
- $c_{r,l,i}$ 针对波束 i 以及在极化 r 和层 l 上的波束合并系数

[0179]

W1 波束选择

- $O_1 = O_2 = 4$
 - 如果 $N_i = 1$, $O_i = 1$
- $2N_1 N_2 \in \{4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32\}$
- 前导 (强) 波束索引:
 - $k_1^{(0)} = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$
 - $k_2^{(0)} = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$
- 第二 (弱) 波束索引:
 - $k_1^{(1)} = k_1^{(0)} + O_1 d_1$
 - $k_2^{(1)} = k_2^{(0)} + O_2 d_2$
 - $d_1 \in \{0, \dots, \min(N_1, L_1) - 1\}$
 - $d_2 \in \{0, \dots, \min(N_2, L_2) - 1\}$
 - $(d_1, d_2) \neq (0, 0)$
 - 其中 L_1, L_2 被定义为:
 - 如果 $N_1 \geq N_2$ 及 $N_2 \neq 1$
 - $L_1 = 4, L_2 = 2$
 - 如果 $N_1 < N_2$ 及 $N_1 \neq 1$
 - $L_2 = 4, L_1 = 2$
 - 如果 $N_2 = 1$
 - $L_1 = 8, L_2 = 1$

W1 波束功率

- 用 2 比特量化的第二波束功率
 - $p_0 = 1$, $p_1 \in \{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$

W2

- $c_{0,0,0} = c_{0,1,0} = 1$ 始终
- $c_{r,l,i} \in \{1, j, -1, -j\}, \forall i, r, l$

- W1 开销, 对于 $N_1 = N_2 = 4$
 - 指示前导波束: $\lceil \log_2(N_1 N_2 O_1 O_2) \rceil = \lceil \log_2(16 N_1 N_2) \rceil = 8$ 个比特
 - 指示第二波束: $\lceil \log_2 \binom{L_1}{d_1} \binom{L_2}{d_2} \rceil = 3$ 个比特
 - 弱波束的相对功率: 2 个比特

秩	W1 (比特)	W2 (比特)
1	13	6
2	13	12

[0180] 支持PUSCH上的反馈, 以及支持PUCCH上的反馈。因为要支持PUCCH上的反馈, 并且由于W₁和W₂的指示 (至少在某些情况下) 大于PUCCH格式2上可支持的指示, 所以当配置PUCCH格式2上的报告时, 必须修改W₁和/或W₂的反馈。

[0181] 图10A到图13A示出了根据本公开的一些实施例的用于在物理信道上报告CSI反馈的过程。

[0182] 图10A示出了第二节点14通过小有效载荷在物理信道上向第一节点12报告CSI反馈的过程(步骤100A)。根据一些实施例的CSI反馈在本文称为富CSI反馈(rich CSI feedback)。如本文所使用的,富CSI指比传统CSI传达更多信息的CSI。例如,富CSI可以是用于高级LTE或用于NR类型2的CSI。下文包括附加示例和描述。根据一些实施例,CSI反馈的报告具有小有效载荷。而且,如本文所使用的,小有效载荷是包括比在其他应用中通常需要发送的总比特少的总比特的有效载荷。例如,高级CSI的应用是使用每子带多个比特(被认为是实质的)来发送子带PMI。与该应用相比,根据一些公开的实施例,该有效载荷在需要发送宽带PMI并且进一步对PMI进行子采样以使其适合反馈信道时受到约束。在这种情况下,小有效载荷是小到足以适合反馈信道或更小的有效载荷。这可以通过许多不同的方式实现,其中一些方式将在下面讨论。具体地,如图11A所示,第二节点14从高级CSI系数码本中标识码本条目子集(步骤200A)。然后,第二节点14从该子集中选择码本条目(202A)。将所选码本条目的索引报告给第一节点12(步骤204A)。以这种方式,即使在发送富CSI时,也满足具有小有效载荷的物理信道的约束。

[0183] 图12A示出了第二节点14在第一传输中报告秩指示符和波束计数指示符(步骤300A)以及在第二传输中报告同相指示符(步骤302A)的过程。在一些实施例中,这两个传输都在同一上行链路控制信道上发送。在一些实施例中,这些传输在充当控制信道的信道上发送。在一些实施例中,第二节点14确定用于构建多波束CSI报告的波束数量L(步骤304A)。然后,第二节点14确定第I个波束的波束指示符,如果L是至少I,则该波束指示符标识多波束CSI报告的波束的索引,否则标识L小于I(步骤306A)。

[0184] 图13A示出了如果与第一波束数量相对应的CSI对应于第一秩则第二节点14报告该CSI(步骤400A)以及如果与第二波束数量相对应的CSI对应于第二秩则报告该CSI(步骤402A)的过程。

[0185] 图10B-13B是示出在诸如第一节点12的接收侧的类似操作的图。

[0186] 在LTE Rel-13中,基于A类码本的周期性CSI反馈在至少三个传输上在PUCCH格式2上携带,即

[0187] • 第一传输:RI

[0188] • 第二传输: W_1

[0189] • 第三传输: W_2 和CQI

[0190] 对于每个传输,最多可以传输11比特。主要目的是在PUCCH格式2上对于高级CSI反馈还有三个传输。

[0191] 由于可以在几个PUCCH传输上复用周期性CSI反馈,因此包括指示 W_1 和 W_2 的选择的PMI反馈的个体组成部分被重复。

[0192] W_1 的报告可以分为单独的组成部分,如背景技术中所进一步详细描述的:

[0193] • 前导波束选择(leading beam selection): $\log_2(N_V \cdot N_H) = 4$ 个比特,在 $2N_V N_H = 32$ 个天线端口的最坏情况下

[0194] • 波束旋转: $\log_2(Q_H \cdot Q_V) = \log_2(4 \cdot 4) = 4$ 个比特

[0195] • 第二波束选择: $\lceil \log_2(7) \rceil = 3$ 个比特

[0196] • 波束相对功率:2个比特

[0197] 尽管码本将预编码器定义为 $L=2$ 个波束的线性组合(或者使用上面的多波束预编码器的描述中的符号标示的 N_{dp} 个波束),但是可以将第二波束的相对波束功率设置为零,从而导致有效的预编码器仅包括 $L=1$ 个波束。在这种情况下,不需要知道描述第二波束的预编码器组件来构造预编码器,并且对应地,不需要指示所述预编码器分量的信令。

[0198] 因此, W_2 矩阵的报告使用每子带 $(2L-1)N_p r$ 个比特,其中, L 是波束的数量, N_p 是 W_2 的每元素的相位比特数(或者使用上面的多波束预编码器讨论中的符号标示的 $\log_2 K$ 个比特), r 是秩。由于使用QPSK星座,表2总结了 $N_p=2$ 以及对于 $L=1$ 且 $L=2$ 的每子带的 W_2 的比特数:

[0199] 表2: W_2 波束同相开销(每子带)

秩(r)	波束(L)	
	1	2
1	2 比特	6 比特
2	4 比特	12 比特

[0201] 由于在PUCCH传输中将 W_2 与CQI一起报告可能是有益的,对于PUCCH格式2,总有效载荷可以不多于11比特。因为CQI分别占用1和2个码字的4和7个比特,所以对于秩1或2, W_2 可以占用不超过7或4个比特(因为秩1使用LTE中的1个码字,而秩2使用LTE中的2个码字)。因此,秩1的宽带 W_2 PMI可以适合PUCCH格式2而不进行子采样,而对于 $L=2$,秩2需要子采样12个比特到4个比特。这构成了实质的子采样。

[0202] 鉴于上述约束,在PUCCH格式2上可以将三个不同的有效载荷大小(2、4或6)用于 W_2 。如果有效载荷大小变化,eNB必须知道波束的数量和用于计算 W_2 的秩。由于在Rel-13中,eNB基于RI确定CQI字段的大小,因此可以重用该原理来确定用于计算 W_2 的秩。如果波束功率字段独立于 W_2 编码,则用于确定 W_2 的波束的数量也可以由eNB从所报告的波束功率字段来确定。

[0203] 下表示出了 W_2 有效载荷大小。

[0204] 表3: W_2 有效载荷替代方案

替代方案	$W_2 + \text{CQI}$ 有效载荷
一个或两个波束, 秩 1 & 2	秩 1: {2 或 6} + 4 比特=6 或 10 比特
	秩 2: 4 + 7 比特=11 比特

[0206] LTE Rel-14中的富 W_2 CSI反馈实现了针对每个层的波束和极化同相的标量量化,其中,秩2的 W_2 矩阵可以表示为:

$$[0207] \quad W_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ c_{10} & c_{11} \\ c_{20} & c_{21} \\ c_{30} & c_{31} \end{bmatrix}$$

[0208] 其中,每个 $c_{i,j} \in \{1, j, -1, -j\}$,即,每个元素可以独立地选自QPSK星座。为了进一步说明, c_{1j} 标示第一和第二波束在第一极化上的相对相位, c_{2j} 标示第一波束的两个极化之

间的相对相位, $c_{3,j}$ 标示第一波束在第一极化和第二波束在第二极化上的相对相位。由于使用了标量量化, 因此 W_2 可以使用的 $D=6$ 维向量 $c = [c_{10} \ c_{20} \ c_{30} \ c_{11} \ c_{21} \ c_{31}]^T$ 来参数化, 并且因此可以被认为具有六个自由度, 从而产生由 12 个比特表示的 $S = N_p^D = 4^6 = 4096$ 个可能状态。因此 W_2 码本可以用 $k=0, 1, \dots, S-1$ 来索引。

[0209] 对 W_2 码本进行子采样的一种方法是仅对索引 k 进行子采样, 以便可以仅选择每第 X 个索引, 并且报告索引 $\tilde{k} = 0, 1, \dots, \frac{S}{X} - 1$, 其中, $k = X \cdot \tilde{k}$ 。然而, 这种子采样不利用码本的结构并且可以提供低 CSI 粒度。

[0210] 对码本进行子采样的另一种方法是降低星座字母表大小, 以便例如使用 $c_{i,j} \in \{1, -1\}$ 和二元相移键控 (BPSK) 星座。然而, 在本示例中, 这仍然需要 6 比特的反馈开销, 其超过对于秩 2 的 4 比特的目标。注意, 由于 BPSK 星座点包含在 QPSK 星座中, 因此以这种方式降低星座字母表大小构成码本子采样, 因为子采样码本中的得到的所有预编码器都包含在非子采样码本中。

[0211] 然而, 为了进一步减少反馈开销, 本文提出了一种富 CSI W_2 码本子采样的方法。该方法通过使用比所需 D 参数更少数量的参数 M 来参数化 W_2 码本来工作, 以跨越整个码本。也就是说, 子采样 W_2 中的预编码器可以从大小为 M 的向量 $\tilde{c} = [\tilde{c}_0 \ \dots \ \tilde{c}_{M-1}]^T$ 和从 $\tilde{c}$ 到预编码器矩阵的固定映射中生成。

[0212] 作为说明性实施例, 考虑 $M=1$, 以便 $\tilde{c} = \tilde{c}_0$ 。然后子采样的预编码器码本可以例如被生成为

$$[0213] \quad \tilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \tilde{c}_0 & -\tilde{c}_0 \\ -\tilde{c}_0 & \tilde{c}_0 \\ \tilde{c}_0 & -\tilde{c}_0 \end{bmatrix}$$

[0214] 如果 $\tilde{c}_0 \in \{1, j, -1, -j\}$, 则在子采样码本中存在 $4^1 = 4$ 个可能的 W_2 矩阵。注意, 所有可能的 $\tilde{W}_2$ 都包含在非子采样的码本中, 因此 $\tilde{W}_2$ 构成了码本子采样而不是新的单独的码本。为了保持这一点, 要求子采样码本中的预编码器矩阵的每个元素 $c_{i,j}$ 属于与非子采样码本 (例如 QPSK $\{1, j, -1, -j\}$) 相同的星座。由于相移键控 (PSK) 星座在乘法下是闭合的, 可以因此通过乘以任意数量个 PSK 符号来构造 $c_{i,j}$ 。因此, 如果 $\tilde{c}$ 的元素来自与非子采样码本中的元素相同的星座, 并且通过将 $\tilde{c}$ 的元素或其他 PSK 符号相乘 (注意 “-1” 是 PSK 符号) 来形成 $\tilde{W}_2$ 中的元素, 则确保 $\tilde{W}_2$ 包含在非子采样码本中。基于用于根据该方法生成码本子采样的这些规则, 能够设计在性能和反馈开销之间给出良好折衷的 $\tilde{W}_2$ 矩阵。

[0215] 在一些实施例中, 使用两个属性生成码本子采样:

[0216] • 波束之间的相位偏移 (部分) 是由于传播延迟的差异, 并且因此在两个极化上可能相似

[0217] • 通常选择不同层上的预编码以使其相互正交。

[0218] 第一个属性表明比率 $c_{1,j}/1$ 和 $c_{3,j}/c_{2,j}$ 在特定传播条件下可能相似。这可以用于子采样设计, 以便单层的预编码可以表示为:

$$[0219] \quad \begin{bmatrix} 1 \\ c \\ \varphi \\ c\varphi \end{bmatrix}$$

[0220] 其中, c 是波束同相系数, φ 是极化同相系数, 它们都是QPSK符号。因此, 通过这种设计, 比率 $\frac{c_{1,j}}{1} = \frac{c_{3,j}}{c_{2,j}} = c$, 从而满足第一期望属性。

[0221] 为了满足第二属性, 第二层可以被设计为与第一层正交, 使得 $\widetilde{W}_2^H \widetilde{W}_2 = \sigma \cdot I$, 其中, I 是单位矩阵 (除了对角线 (其全为1) 以外全为0的矩阵), σ 是非负标量。这可以通过复制第一层的系数但是使对应于第二极化的条目无效来实现:

$$[0222] \quad \widetilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ c & c \\ \varphi & -\varphi \\ c\varphi & -c\varphi \end{bmatrix}$$

[0223] 因此, 通过该子采样设计, 满足了两个期望的属性。此外, 子采样码本是从 $\tilde{c} = [c \ \varphi]^T$ 生成的, 即使用2个参数, 其中, $\tilde{c}$ 中的每个元素属于QPSK星座。因此, 需要 $2+2=4$ 个比特来指示子采样码本中的元素, 其满足对 W_2 的PUCCH反馈开销的要求。

[0224] 在一些实施例中, 在子采样设计中不使用层经常被选择为相互正交的属性, 因为这对于某些传播条件而言对信道量化施加了不必要的限制。而是, 每个层都是独立编码的。尽管如此, 仍然使用前面提到的第一属性, 因此使用单独的波束同相系数和极化系数, 从而产生如下矩阵设计:

$$[0225] \quad \widetilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ c_0 & c_1 \\ \varphi_0 & \varphi_1 \\ c_0\varphi_0 & c_1\varphi_1 \end{bmatrix}$$

[0226] 因此, 在该实施例中, 可以从4个参数 $\tilde{c} = [c_0 \ c_1 \ \varphi_0 \ \varphi_1]^T$ 生成子采样码本。然而, 为了满足4比特 W_2 报告的要求, 不能从QPSK星座中选择每个参数, 因为这将需要8比特报告。然而, 由于BPSK星座点包含在QPSK星座内, 对参数使用低阶星座仍将确保 $\widetilde{W}_2$ 构成子采样码本。因此, 如果从BPSK星座中选择每个参数, 则可以用4比特报告子采样码本并满足要求。

[0227] UE假设如果秩=1, 则使用 $L=2$ 来报告 W_2 , 如果秩=2, 则是 $L=1$ 。在这种情况下, 秩=1或秩=2 W_2 不需要子采样, 因为6比特和4比特可以分别用秩1和秩2的CQI来携带, 如上面关于 W_2 有效载荷备选方案所讨论的。对于秩=1, 保留 W_2 的全分辨率, 并报告全大小 W_2 (在 Rel-14 码本的情况下为6比特)。对于秩=2, 对 W_2 使用单个波束, 这对应于具有非子采样多波束码本的 W_2 , 并且因此需要4比特来信令发送使用 Rel-14 码本的 W_2 。

[0228] 对于PUCCH格式2, 确定了与 Rel-13 操作一致的以下设计目标:

[0229] 1. 所有CSI报告类型必须适合11比特

[0230] 2. 报告RI、CQI、PMI和CRI最多需要三次传输。

[0231] a. RI在一次传输中携带。

[0232] b. 具有4或7个比特的宽带CQI可以分别用于1或2个码字传输, 并且在另一PUCCH传

输中携带。

[0233] c. 至少波束索引在第三PUCCH传输中携带。

[0234] 3. 在没有其他传输的情况下, 每个传输对eNodeB应尽可能有用。

[0235] 由于RI经常需要被解码以确定其他CSI字段(例如CQI和PMI)的大小, 因此可靠地接收RI是重要的。因此, RI应该在具有尽可能少的其他字段的PUCCH传输中被复用, 同时仍然提供所需的CSI。尽可能少地发送额外信息意味着在携带RI的PUCCH中存在更少的比特, 因此在给定接收SINR下更可靠地接收RI。

[0236] 波束功率指示和第二波束索引分别需要2个和3个比特。另一方面, 第一波束索引需要至少4个比特(如果索引包括旋转, 则为8个比特, 如在Re1-14码本协议中所做的那样)。由于第一波束索引应与波束旋转一起报告(或第一波束索引应直接包括波束旋转), 因此应在一个PUCCH传输中报告这8个比特。总的来说, 波束功率指示和第二波束索引是与RI复用的合理候选者, 而第一波束索引和/或波束旋转则不是。

[0237] 如果RI被与第二波束索引复用, 则如果因为RI(例如PUCCH报告类型3或7)可能比宽带PMI(即PUCCH报告类型2a)更慢地被报告而使用Re1-13 PUCCH报告定时, 则两个波束将以不同的速率被报告, 这是不希望的, 因为它们具有相同的基本特性并且时间上随着传播以相同的速率而变化。这种不相等的报告率也可能降低性能。因此, 似乎不希望用RI报告第二波束索引。

[0238] 利用RI报告波束功率指示具有直观意义, 因为信道中的波束数量与其秩相似, 这是因为就像秩一样, 波束数量标识近似信道时所需的参数数量。此外, 波束功率指示标识是否需要知道第二波束的预编码器参数, 并且因此可以被认为是波束计数指示符。

[0239] 波束功率字段(也称为“波束计数指示符”)可用于标识 W_2 同相指示符的大小和标识第二波束的信息的存在。如果对应于第二波束的波束功率字段指示非零值(例如1、 $\sqrt{0.5}$ 或 $\sqrt{0.25}$), 则CSI报告对应于2个波束。在这种情况下, 报告第二波束索引, 并且在PUCCH上报告的宽带同相指示符 W_2 的大小将是4比特(如上所述, 具有 W_2 子采样)。如果波束功率字段指示零值, 则不报告第二波束索引, 并且在PUCCH上报告的宽带同相指示符 W_2 的大小将是2或4比特(也如上面关于每子带 W_2 波束同相开销所讨论的那样), 具体取决于RI分别指示秩1还是秩2。

[0240] 因此, 在一个实施例中, 秩指示符和波束计数指示符都在一次传输中发送。秩指示符标识在计算秩所涉及的CSI反馈时使用的秩。波束计数指示符至少标识在计算CSI反馈时使用的波束的数量, 并且可以附加地指示在CSI反馈中标识的波束的相对功率。秩和波束计数指示符可以标识在单独传输中发送的CSI反馈字段的大小, 例如同相指示符(W_2)或波束索引(W_1)。利用该实施例, 可以在至少三次传输上在PUCCH格式2上携带高级CSI反馈, 即

[0241] • 1. 第一传输: RI+波束功率(或波束计数指示符)

[0242] • 2. 第二传输: W_1 (第一波束索引+波束旋转+第二波束索引)

[0243] • 3. 第三传输: W_2 和CQI

[0244] 注意, 尽管可以按照编号顺序在时间上对传输进行排序, 但这不是必需的。而且, 这些可以作为完全独立的传输或作为相同传输的单独部分发送。

[0245] 在相关实施例中, 稍后的传输携带CQI字段和同相指示符字段(W_2)。同相指示符字段的大小至少由在较早的传输中发送的波束计数指示符确定, CQI字段的大小至少由在较

早的传输中发送的RI确定。

[0246] 还可能期望提供在多波束CSI报告中使用的波束数量的替代指示。这可以允许比仅在包含RI的报告中提供波束数量时更频繁地向eNB报告波束的数量,因为通常不经常报告RI。在这种情况下,第二(弱)波束的CSI报告联合标识波束的数量和第二波束的索引。在3GPP中使用的特定码本设计非常适合于此,因为第二波束索引具有7个可能值,并且因此指示第二波束是否存在的第8个值能够适合3比特指示符。

[0247] 因此,在一个实施例中,第一传输携带波束索引,该波束索引与是否第二波束不存在的指示联合编码,其中,第二波束不存在时对应于第二波束的波束功率为0。另外,第二传输可以携带同相指示符字段。同相指示符字段的大小至少由第二波束是否不存在的指示来确定。

[0248] 图14和15示出了根据本公开的一些实施例的诸如无线设备14的第二节点14的示例实施例。图14是根据本公开的一些实施例的无线设备14(例如UE 14)的示意性框图。如图所示,无线设备14包括电路18,电路18包括一个或多个处理器20(例如中央处理单元(CPU)、专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)和/或类似物)和存储器22。无线设备14还包括一个或多个收发机24,每个收发机24包括耦合到一个或多个天线30的一个或多个发射机26和一个或多个接收机28。在一些实施例中,上述无线设备14的功能可以完全地或部分地以软件实现,该软件例如存储在存储器22中并由处理器20执行。

[0249] 在一些实施例中,提供了一种包括指令的计算机程序,所述指令在由至少一个处理器执行时使得所述至少一个处理器执行根据本文描述的任何实施例的无线设备14的功能。在一些实施例中,提供了包含上述计算机程序产品的载体。该载体是电子信号、光信号、无线电信号或计算机可读存储介质(例如诸如存储器的非暂时性计算机可读介质)中的一个。

[0250] 图15是根据本公开的一些其他实施例的无线设备14的示意性框图。无线设备14包括一个或多个模块32,每个模块32以软件实现。模块32提供本文描述的无线设备14(例如UE 14)的功能。

[0251] 图16至图18示出了根据本公开的一些实施例的无线网络节点的示例实施例。图16是根据本公开的一些实施例的节点12的示意性框图。其他类型的网络节点可以具有类似的架构(特别是关于包括处理器、存储器和网络接口)。如图所示,无线电接入节点12包括控制系统34,控制系统34包括包含一个或多个处理器36(例如CPU、ASIC、FPGA和/或类似物)和存储器38的电路。控制系统34还包括网络接口40。无线电接入节点12还包括一个或多个无线电单元42,每个无线电单元42包括耦合到一个或多个天线48的一个或多个发射机44和一个或多个接收机46。在一些实施例中,以上所描述的无线电接入节点12的功能可以完全或部分地在软件中实现,该软件例如存储在存储器38中并由处理器36执行。

[0252] 图17是示出根据本公开的一些实施例的无线电接入节点12的虚拟化实施例的示意框图。其他类型的网络节点可以具有类似的架构(特别是关于包括处理器、存储器和网络接口)。

[0253] 如本文所使用的,“虚拟化”无线电接入节点12是无线电接入节点12,其中,无线电接入节点12的至少一部分功能被实现为虚拟组件(例如经由在网络中的物理处理节点上执行的虚拟机)。如图所示,无线电接入节点12可选地包括如关于图16所描述的控制系统34。

无线电接入节点12还包括一个或多个无线电单元42,每个无线电单元42包括如上所述耦合到一个或多个天线48的一个或多个发射机44和一个或多个接收机46。控制系统34(如果存在)经由例如光缆等连接到无线电单元42。控制系统34(如果存在)连接到一个或多个处理节点50,这些处理节点50经由网络接口40耦合到网络52或包括为网络52的一部分。备选地,如果控制系统34不存在,则一个或多个无线电单元42经由网络接口连接到一个或多个处理节点50。每个处理节点50包括一个或多个处理器54(例如CPU、ASIC、FPGA和/或类似物)、存储器56、以及网络接口58。

[0254] 在该示例中,本文描述的无线电接入节点12的功能60在一个或多个处理节点50处实现或者以任何期望的方式跨控制系统34(如果存在)和一个或多个处理节点50分布。在一些特定实施例中,本文描述的无线电接入节点12的一些或所有功能60被实现为由处理节点50托管的虚拟环境中实现的一个或多个虚拟机执行的虚拟组件。如本领域普通技术人员将理解的,使用处理节点50和控制系统34(如果存在)或者替代地无线电单元42之间的附加信令或通信以便执行至少一些所需的功能。值得注意的是,在一些实施例中,可以不包括控制系统34,在这种情况下,无线电单元42经由适当的网络接口直接与处理节点50通信。

[0255] 在一些实施例中,提供一种包括指令的计算机程序,所述指令当由至少一个处理器执行时使得所述至少一个处理器执行根据本文描述的任何实施例的无线电接入节点12或处理节点50的功能。在一些实施例中,提供了一种包含上述计算机程序产品的载体。该载体是电子信号、光信号、无线电信号或计算机可读存储介质(例如诸如存储器的非暂时性计算机可读介质)中的一个。

[0256] 图18是根据本公开的一些其他实施例的无线电接入节点12的示意性框图。无线电接入节点12包括一个或多个模块62,每个模块62以软件实现。模块62提供本文描述的无线电接入节点12的功能。

[0257] 示例实施例

[0258] 下面提供了本公开的一些示例实施例,虽然不限于此。

[0259] 1.一种连接到无线通信网络中的第一节点(12、50)的第二节点(14)的操作的方法,包括:

[0260] 在物理信道上通过小有效载荷向所述第一节点(12、50)报告(100A)富CSI反馈。

[0261] 2.根据实施例1所述的方法,其中,报告所述富CSI反馈包括:

[0262] 从系数码本中识别(200A)码本条目子集;

[0263] 从所述子集中选择(202A)码本条目;以及

[0264] 报告(204A)所选码本条目的索引。

[0265] 3.根据实施例2所述的方法,其中:

[0266] 所述码本的每个条目由索引k标识,

[0267] 所述码本的具有索引k的条目包括具有 L' 个行和r个列的复数的向量或矩阵 C_k , L' 和r是正整数;

[0268] 每个条目的 $(L'-1)r$ 个元素中的每一者包括标量复数,该标量复数能够是N个复数之一;

[0269] $\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$, 其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, $\|C\|_F$ 是矩阵或向量C的

Frobenius范数;

[0270] 所述码本包括 $N^{(L'-1)r}$ 个条目;以及

[0271] 所述子集包括 K^M 个条目之一,其中, $K \leq N$ 和 $M < (L' - 1)r$ 是正整数,所述子集中的每个条目由索引标识。

[0272] 4.根据实施例3所述的方法,其中,当 $r=2$ 时所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同变量构建,每个变量能够是 $K=N$ 个复数之一,以及对于所述子集中的每个条目 C_k ,
 $C_k^H C_k = I$ 。

[0273] 5.根据实施例2所述的方法,其中:

[0274] 所述码本的每个条目包括向量或矩阵;

[0275] 每个条目的一个或多个元素包括标量复数;

[0276] 任何两个不同码本条目之间的所述矩阵或向量差之间的范数大于零。

[0277] 6.根据实施例1至4中任一实施例所述的方法,其中,当 $r=2$ 时所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同变量构建,每个变量能够是 $K=\sqrt{N}$ 个复数之一,以及对于所述子集中的至少一个条目 C_k ,
 $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0278] 7.一种连接到无线通信网络中的第一节点(12、50)的第二节点(14)的用于报告多波束(CSI)的操作的方法,包括:

[0279] 在上行链路控制信道上在第一传输中报告(300A)秩指示符和波束计数指示符;以及

[0280] 在所述上行链路控制信道上在第二传输中报告(302A)同相指示符,所述同相指示符标识同相系数码本的所选条目,其中,所述同相指示符中的比特数由所述波束计数指示符和所述秩指示符中的至少一者标识。

[0281] 8.根据实施例7所述的方法,其中,所述波束计数指示符包括波束数量和相对功率的指示中的至少一者,所述指示的可能值包括零值和非零值两者。

[0282] 9.一种连接到无线通信网络中的第一节点的第二节点(14)的用于报告CSI的操作的方法,包括:

[0283] 在多波束CSI报告中联合标识波束数量和波束索引;以及

[0284] 将所述多波束CSI报告发送到所述第一节点(12、50)。

[0285] 10.根据实施例9所述的方法,其中,在所述多波束CSI报告中联合标识所述波束数量和所述波束索引包括:

[0286] 确定(304A)用于构建所述多波束CSI报告的波束数量 L ;以及

[0287] 确定(306A)用于第 I 个波束的波束指示符,如果 L 至少为 I ,则所述波束指示符标识所述多波束CSI报告的波束的索引,否则所述波束指示符标识 L 小于 I 。

[0288] 11.一种连接到无线通信网络中的第一节点(12、50)的第二节点(14)的操作的方法,包括:

[0289] 如果与第一波束数量对应的CSI对应于第一秩,则报告(400A)所述CSI;以及

[0290] 如果与第二波束数量对应的CSI对应于第二秩,则报告(402A)所述CSI。

[0291] 12.根据实施例11所述的方法,其中:

[0292] 所述第一秩小于所述第二秩;以及

- [0293] 所述第一波束数量大于所述第二波束数量。
- [0294] 13. 根据实施例1至12中任一实施例所述的方法, 还包括:
- [0295] 在上行链路控制信息 (UCI) 中提供至少一个波束索引对索引 (l_k, m_k) 的指示, 每个波束索引对对应于波束 k 。
- [0296] 14. 根据实施例1至13中任一项所述的方法, 其中:
- [0297] 每个波束是包括一组复数并具有索引对 (l_k, m_k) 的第 k 个波束 $d(k)$, 所述一组复数的每个元素由至少一个复相移来表征, 以使得:
- [0298]
$$d_n(k) = d_i(k) \alpha_{i,n} e^{j2\pi(p\Delta_{1,k} + q\Delta_{2,k})},$$
- [0299] $d_n(k)$ 和 $d_i(k)$ 分别是所述波束 $d(k)$ 的第 i 个和第 n 个元素,
- [0300] $\alpha_{i,n}$ 是与所述波束 $d(k)$ 的所述第 i 个和第 n 个元素相对应的实数,
- [0301] p 和 q 是整数, 以及
- [0302] 波束方向 $\Delta_{1,k}$ 和 $\Delta_{2,k}$ 是与具有索引对 (l_k, m_k) 的波束相对应的实数, 分别确定所述复相移 $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$ 和 $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$ 。
- [0303] 15. 根据实施例1至14中任一实施例所述的方法, 其中, 所述第一节点 (12、50) 是无线电接入节点 (12)。
- [0304] 16. 根据实施例1至15中任一实施例所述的方法, 其中, 所述第二节点 (14) 是无线设备 (14)。
- [0305] 17. 一种第二节点 (14), 适于根据实施例1至16中任一实施例所述的方法操作。
- [0306] 18. 一种第二节点 (14), 包括:
- [0307] 至少一个处理器 (20);
- [0308] 存储器 (22), 包括能够由所述至少一个处理器 (20) 执行的指令, 由此所述第二节点 (14) 可操作以:
- [0309] 在物理信道上通过小有效载荷向第一节点 (12、50) 报告富CSI反馈。
- [0310] 19. 一种第二节点 (14), 包括:
- [0311] 报告模块 (32), 可操作以在物理信道上通过小有效载荷向第一节点 (12、50) 报告富CSI反馈。
- [0312] 20. 一种在无线通信网络中的第一节点 (12) 的操作的方法, 包括:
- [0313] 在物理信道上通过小有效载荷从第二节点 (14) 接收 (100B) 富CSI反馈。
- [0314] 21. 根据实施例20所述的方法, 其中, 报告所述富CSI反馈包括:
- [0315] 码本条目子集从系数码本中选择 (200B);
- [0316] 码本条目从所述子集中选择 (202B); 以及
- [0317] 接收 (204B) 所选择的码本条目的索引。
- [0318] 22. 根据实施例21所述的方法, 其中:
- [0319] 所述码本的每个条目由索引 k 标识,
- [0320] 所述码本的具有索引 k 的条目包括具有 L' 个行和 r 个列的复数的向量或矩阵 C_k, L' 和 r 是正整数;
- [0321] 每个条目的 $(L' - 1)r$ 个元素中的每一者包括标量复数, 该标量复数能够是 N 个复数之一;

[0322] $\|C_{k_1} - C_{k_2}\|_F > 0$, 其中, $k_1 \neq k_2$ 是不同码本条目的索引, $\|\cdot\|_F$ 是矩阵或向量 C 的 Frobenius 范数;

[0323] 所述码本包括 $N(L'-1)^r$ 个条目; 以及

[0324] 所述子集包括 K^M 个条目之一, 其中, $K \leq N$ 和 $M < (L'-1)r$ 是正整数, 所述子集中的每个条目由索引标识。

[0325] 23. 根据实施例22所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时所选择的码本条目能够由 $M=2$ 个不同变量构建, 每个变量能够是 $K=N$ 个复数之一, 以及对于所述子集中的每个条目 C_k , $C_k^H C_k = I$ 。

[0326] 24. 根据实施例21所述的方法, 其中:

[0327] 所述码本的每个条目包括向量或矩阵;

[0328] 每个条目的一个或多个元素包括标量复数;

[0329] 任何两个不同码本条目之间的矩阵或向量差之间的范数大于零。

[0330] 25. 根据实施例20至23中任一实施例所述的方法, 其中, 当 $r=2$ 时所选择的码本条目能够由 $M=4$ 个不同变量构建, 每个变量能够是 $K=\sqrt{N}$ 个复数之一, 以及对于所述子集中的至少一个条目 C_k , $C_k^H C_k \neq I$ 。

[0331] 26. 一种在无线网络中的第一节点 (12) 的用于报告多波束CSI的操作的方法, 包括:

[0332] 在上行链路控制信道上在第一传输中接收 (300B) 秩指示符和波束计数指示符; 以及

[0333] 在所述上行链路控制信道上在第二传输中接收 (302B) 同相指示符, 所述同相指示符标识同相系数码本的选定条目, 其中, 所述同相指示符中的比特数由所述波束计数指示符和所述秩指示符中的至少一者标识。

[0334] 27. 根据实施例26所述的方法, 其中, 所述波束计数指示符包括波束数量和相对功率的指示中的至少一者, 所述指示的可能值包括零值和非零值两者。

[0335] 28. 一种连接到无线网络中的第二节点的第一节点 (12) 的用于报告CSI的操作的方法, 包括:

[0336] 在多波束CSI报告中联合标识波束数量和波束索引; 以及

[0337] 从所述第二节点 (14) 接收所述多波束CSI报告。

[0338] 29. 根据实施例28所述的方法, 其中, 在所述多波束CSI报告中联合标识所述波束数量和所述波束索引包括:

[0339] 确定 (304A) 用于构建所述多波束CSI报告的波束数量 L ; 以及

[0340] 确定 (306A) 用于第 I 个波束的波束指示符, 如果 L 至少为 I , 则所述波束指示符标识所述多波束CSI报告的波束的索引, 否则所述波束指示符标识 L 小于 I 。

[0341] 30. 一种在无线网络中的第一节点 (12) 的操作的方法, 包括:

[0342] 如果对应于第一波束数量的CSI对应于第一秩, 则接收 (400B) 所述CSI; 以及

[0343] 如果对应于第二波束数量的CSI对应于第二秩, 则接收 (402B) 所述CSI。

[0344] 31. 根据实施例30所述的方法, 其中:

- [0345] 所述第一秩小于所述第二秩;以及
- [0346] 所述第一波束数量大于所述第二波束数量。
- [0347] 32.根据实施例20至31中任一实施例所述的方法,还包括:
- [0348] 接收在上行链路控制信息(UCI)中的至少一个波束索引对索引(l_k, m_k)的指示,每个波束索引对对应于波束k。
- [0349] 33.根据实施例20至32中任一项所述的方法,其中:
- [0350] 每个波束是包括一组复数并具有索引对(l_k, m_k)的第k个波束 $d_n(k)$,所述一组复数的每个元素由至少一个复相移来表征,以使得:
- [0351] $d_n(k) = d_i(k) \alpha_{i,n} e^{j2\pi(p\Delta_{1,k} + q\Delta_{2,k})}$,
- [0352] $d_n(k)$ 和 $d_i(k)$ 分别是所述波束 $d(k)$ 的第i个和第n个元素,
- [0353] $\alpha_{i,n}$ 是与所述波束 $d(k)$ 的所述第i个和第n个元素相对应的实数,
- [0354] p和q是整数,以及
- [0355] 波束方向 $\Delta_{1,k}$ 和 $\Delta_{2,k}$ 是与具有索引对(l_k, m_k)的波束相对应的实数,分别确定所述复相移 $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$ 和 $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$ 。
- [0356] 34.根据实施例20至33中任一实施例所述的方法,其中,所述第一节点(12、50)是无线电接入节点(12)。
- [0357] 35.根据实施例20至34中任一实施例所述的方法,其中,所述第二节点(14)是无线设备(14)。
- [0358] 36.一种第一节点(12),适于根据实施例20至35中任一实施例所述的方法操作。
- [0359] 37.一种第一节点(12、50),包括:
- [0360] 至少一个处理器(36);
- [0361] 存储器(38),包括能够由所述至少一个处理器(36)执行的指令,由此所述第一节点(12、50)可操作以:
- [0362] 在物理信道上通过小有效载荷从所述第二节点(14)接收富CSI反馈。
- [0363] 38.一种第一节点(12、50),包括:
- [0364] 接收模块(62),可操作以在物理信道上通过小有效载荷接收到所述第一节点(12、50)的富CSI反馈。
- [0365] 在整个本公开中使用以下缩写词。
- [0366] • 1D 一维
- [0367] • 2D 二维
- [0368] • 3GPP 第三代合作伙伴计划
- [0369] • 5G 第五代
- [0370] • ACK 确认
- [0371] • ARQ 自动重传请求
- [0372] • ASIC 专用集成电路
- [0373] • BPSK 二元相移键控
- [0374] • CE 控制元素
- [0375] • CPU 中央处理单元

[0376]	• CQI	信道质量指示符
[0377]	• CRI	CSI-RS资源指示
[0378]	• CSI	信道状态信息
[0379]	• DCI	下行链路控制信息
[0380]	• DFT	离散傅立叶变换
[0381]	• DL-SCH	下行链路共享信道
[0382]	• eNodeB	增强型或演进型节点B
[0383]	• EPDCCH	增强型PDCCH
[0384]	• FDD	频分双工
[0385]	• FD-MIMO	全维MIMO
[0386]	• FPGA	现场可编程门阵列
[0387]	• GSM	全球移动通信系统
[0388]	• HARQ	混合自动重传请求
[0389]	• LTE	长期演进
[0390]	• MAC	媒体访问控制
[0391]	• MCS	调制和编码状态
[0392]	• MIMO	多输入多输出
[0393]	• ms	毫秒
[0394]	• MU-MIMO	多用户MIMO
[0395]	• NACK	否定确认
[0396]	• NR	新无线电
[0397]	• NZP	非零功率
[0398]	• OFDM	正交频分复用
[0399]	• PDCCH	物理下行链路控制信道
[0400]	• PMI	预编码器矩阵指示符
[0401]	• PRB	物理资源块
[0402]	• PUCCH	物理上行链路控制信道
[0403]	• PUSCH	物理上行链路共享信道
[0404]	• QPSK	正交相移键控
[0405]	• RI	秩指示符
[0406]	• RRC	无线电资源控制
[0407]	• RSRP	参考信号接收功率
[0408]	• RSRQ	参考信号接收质量
[0409]	• RSSI	接收信号强度指示符
[0410]	• SINR	信号与干扰噪声比
[0411]	• SR	调度请求
[0412]	• SRB	信令无线电承载
[0413]	• TDD	时分双工
[0414]	• TFRE	时间/频率资源元素

- [0415] • TS 技术规范
- [0416] • UCI 上行链路控制信息
- [0417] • UE 用户设备
- [0418] • ULA 均匀线性阵列
- [0419] • UL-SCH 上行链路共享信道
- [0420] • UMB 超移动宽带
- [0421] • UPA 统一平面阵列
- [0422] • WCDMA 宽带码分多址
- [0423] • WiMax 全球微波接入互操作性
- [0424] 本领域技术人员将认识到对本公开的实施例的改进和修改。所有这些改进和修改都被认为是在本文公开的概念的范围内。

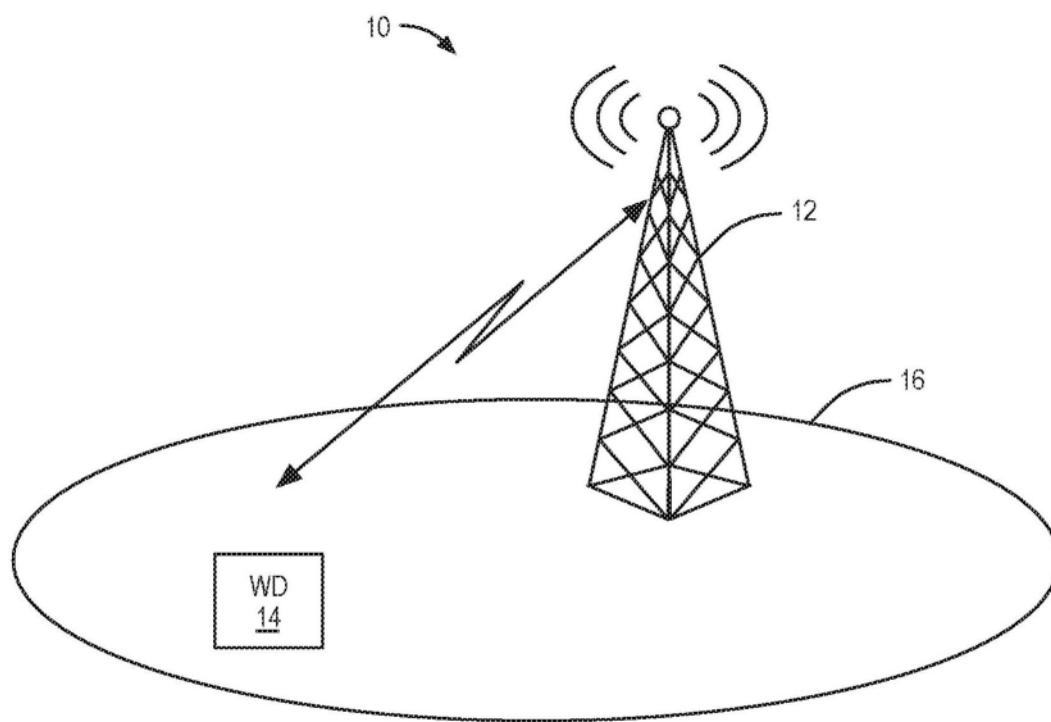


图1

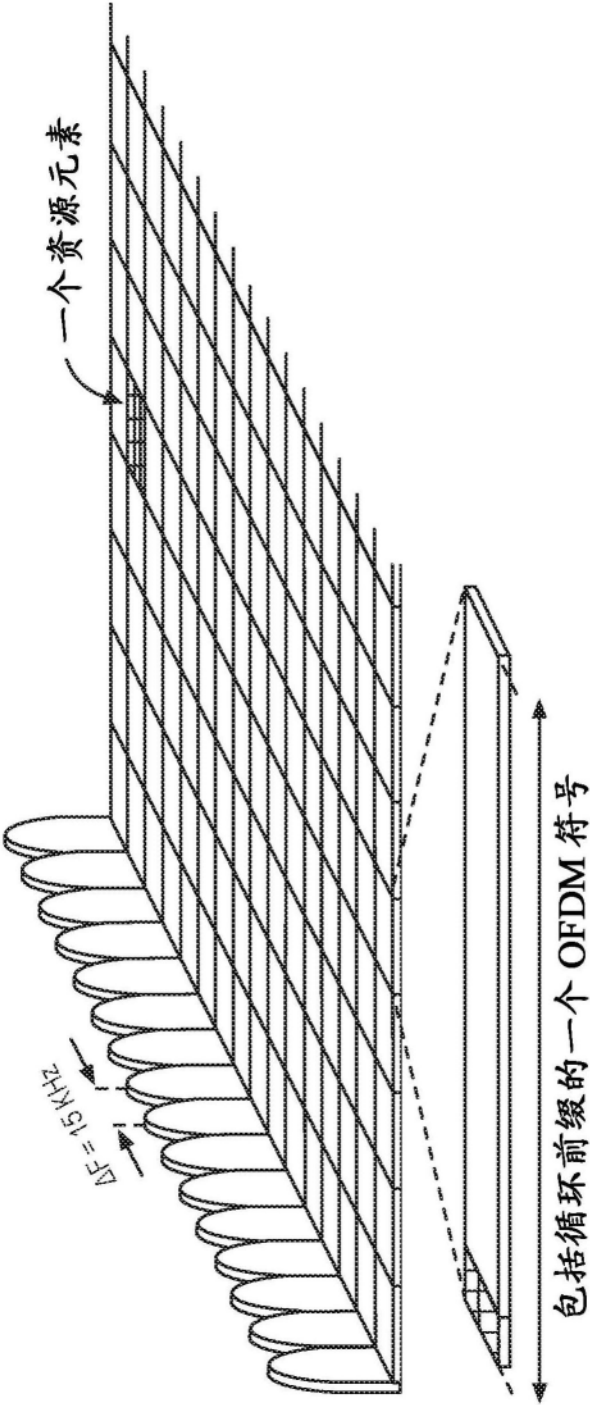


图2

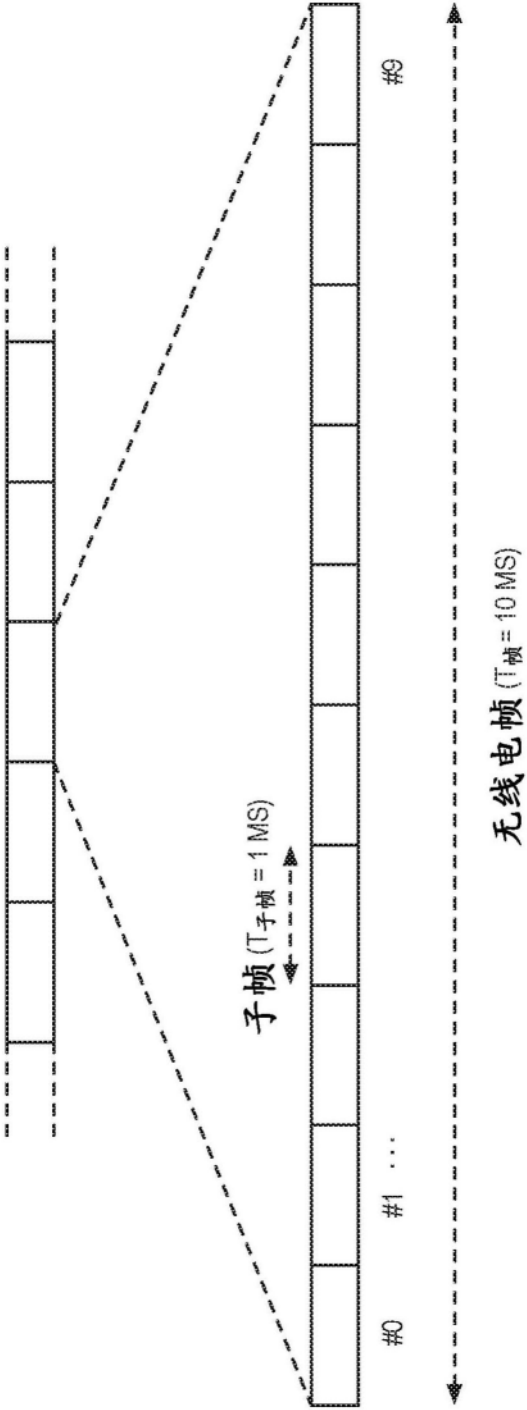


图3

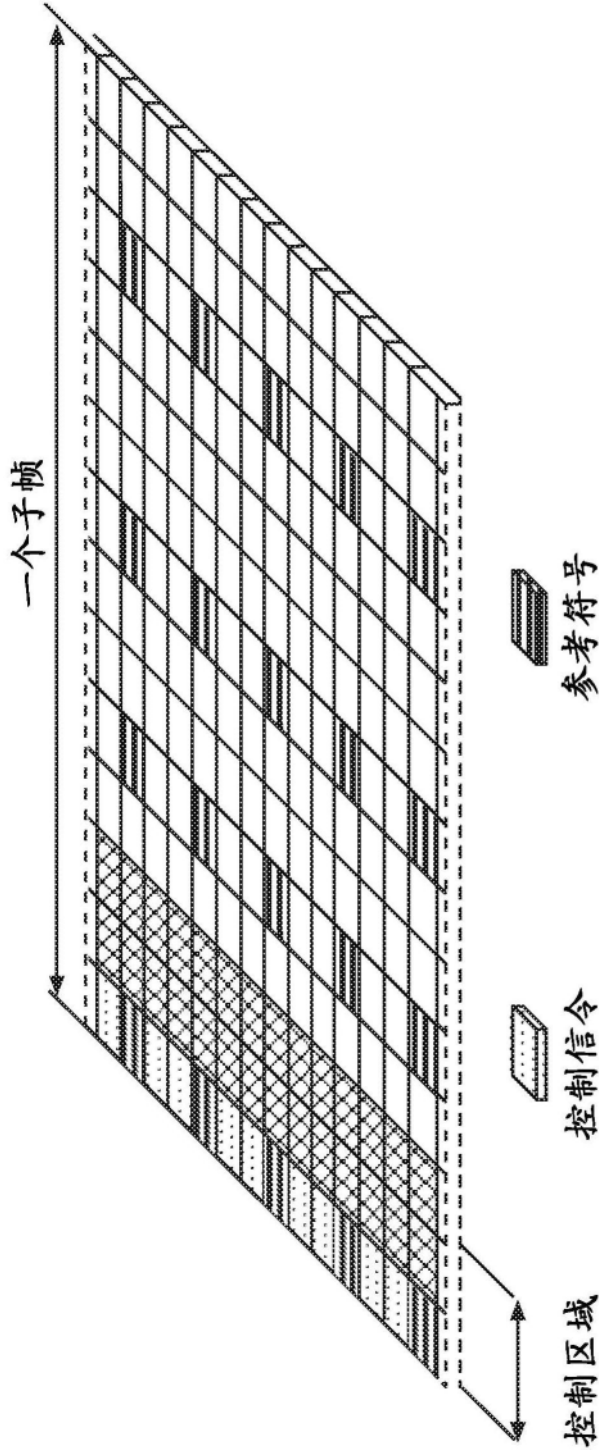


图4

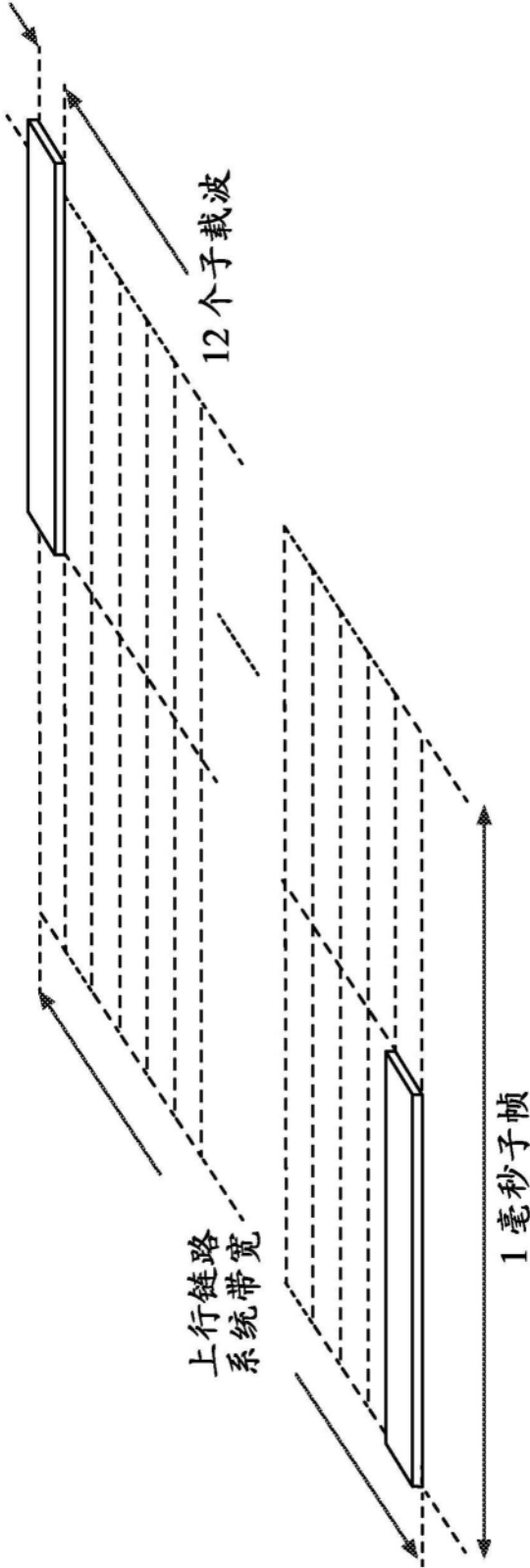


图5

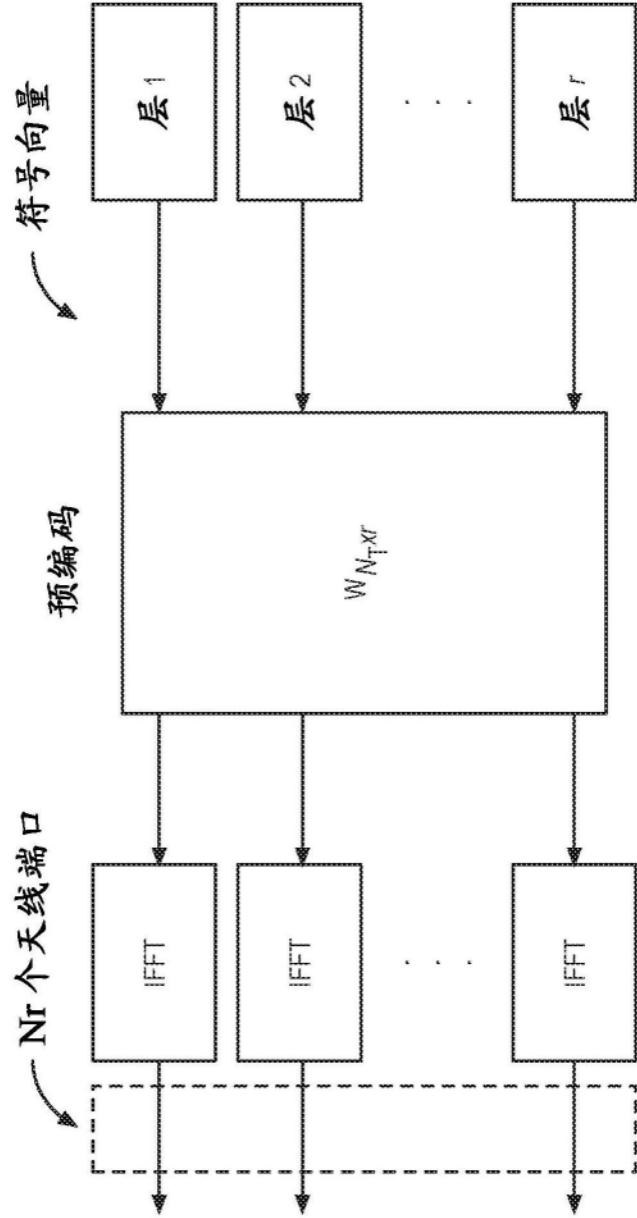


图6

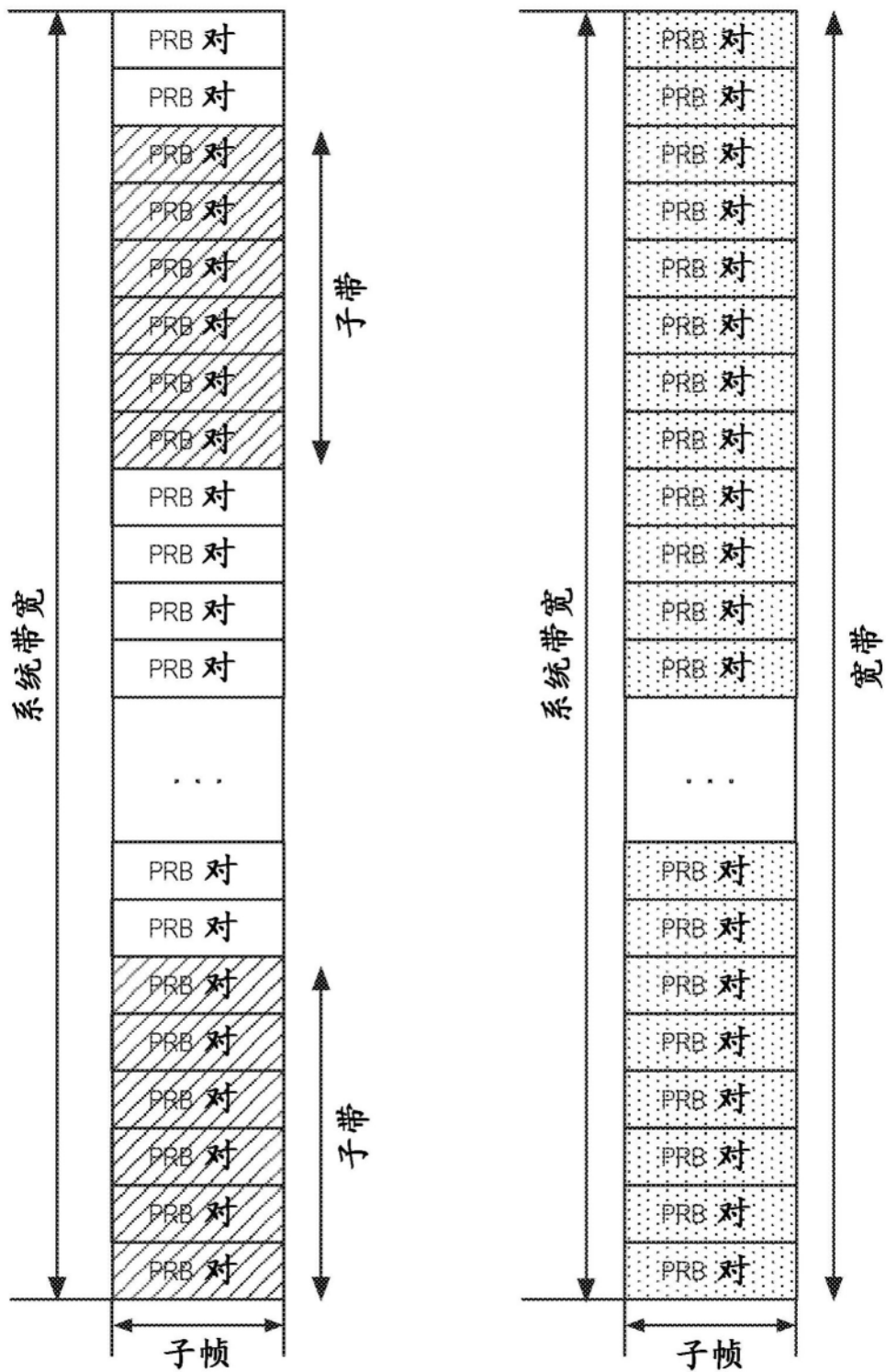


图7

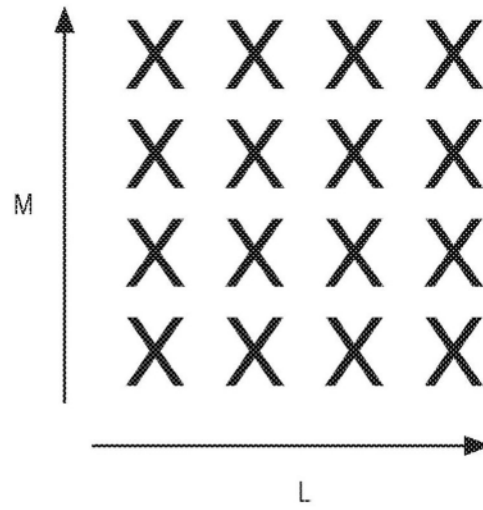


图8

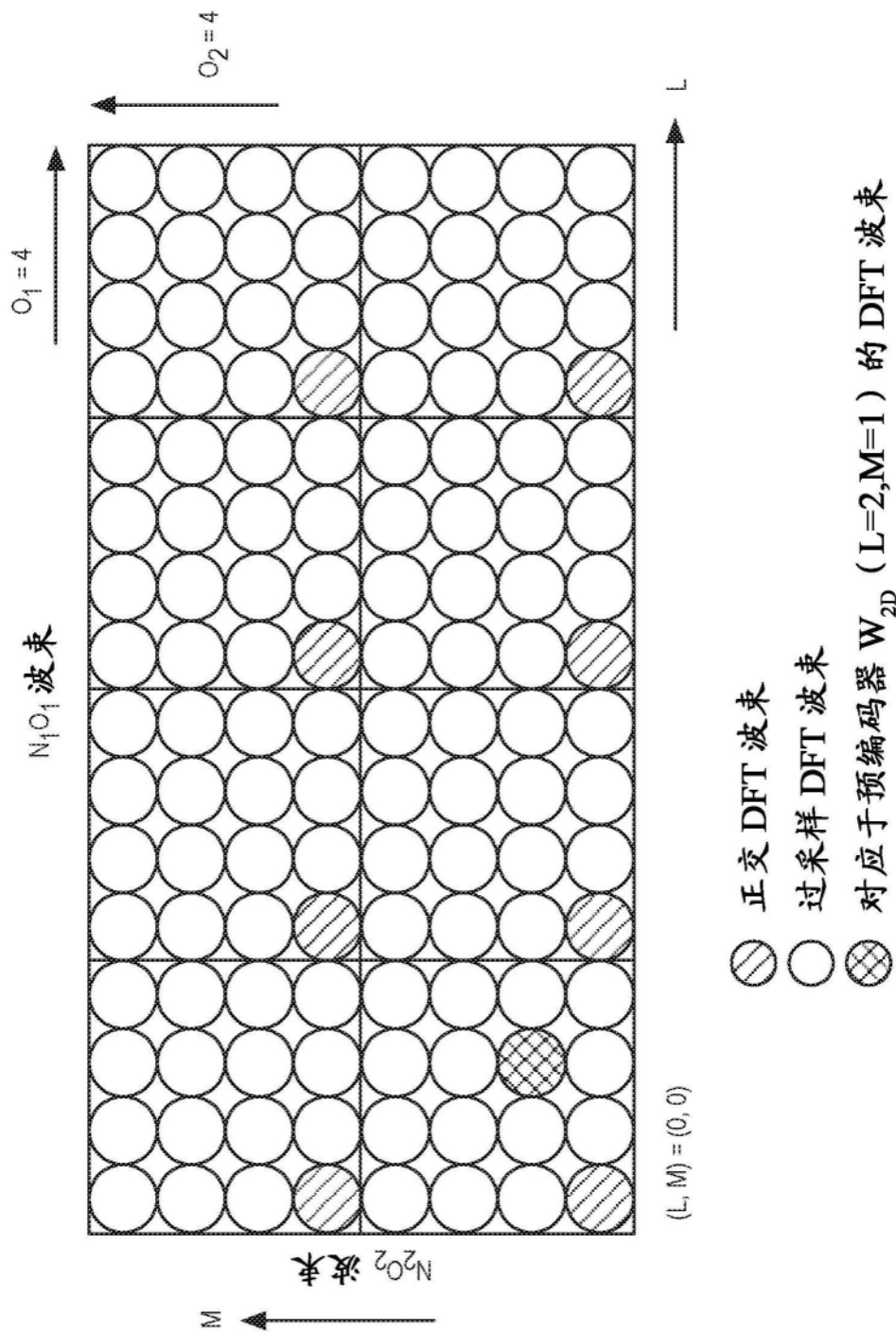


图9

在物理信道上（例如通过小有效载荷）
向第一节点报告（例如富）CSI 反馈

100A

图10A

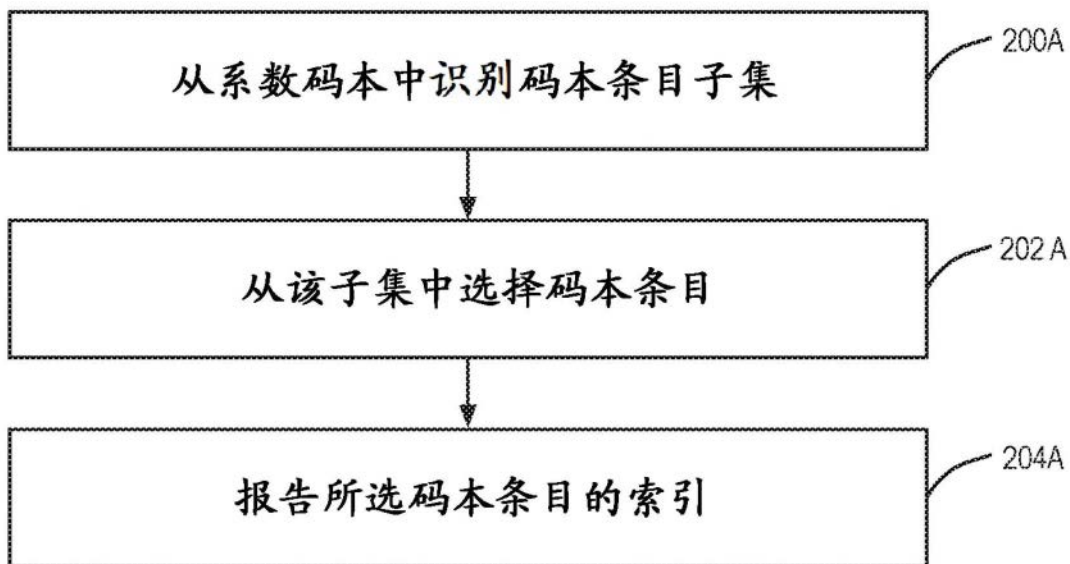


图11A

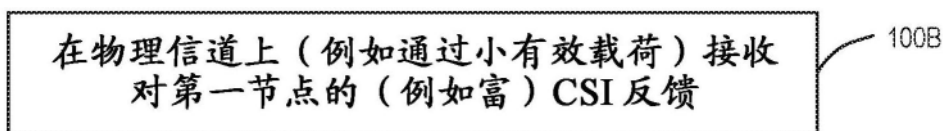


图10B

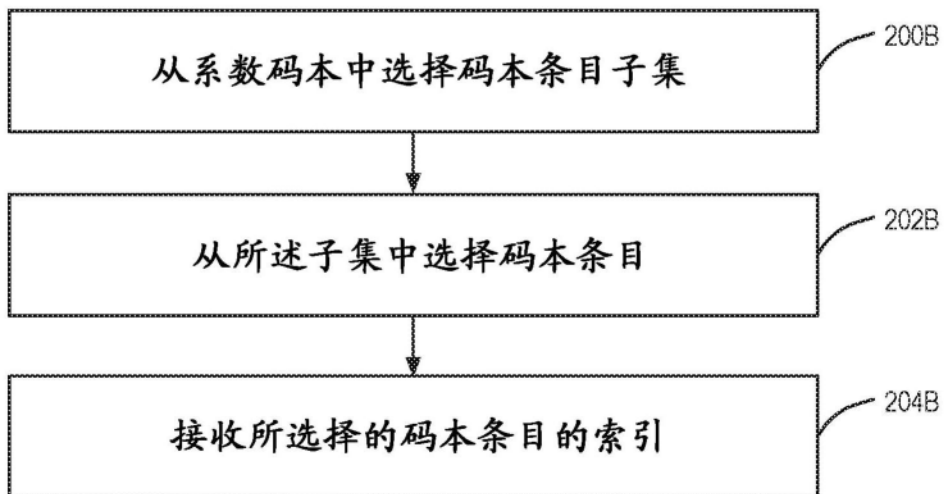


图11B

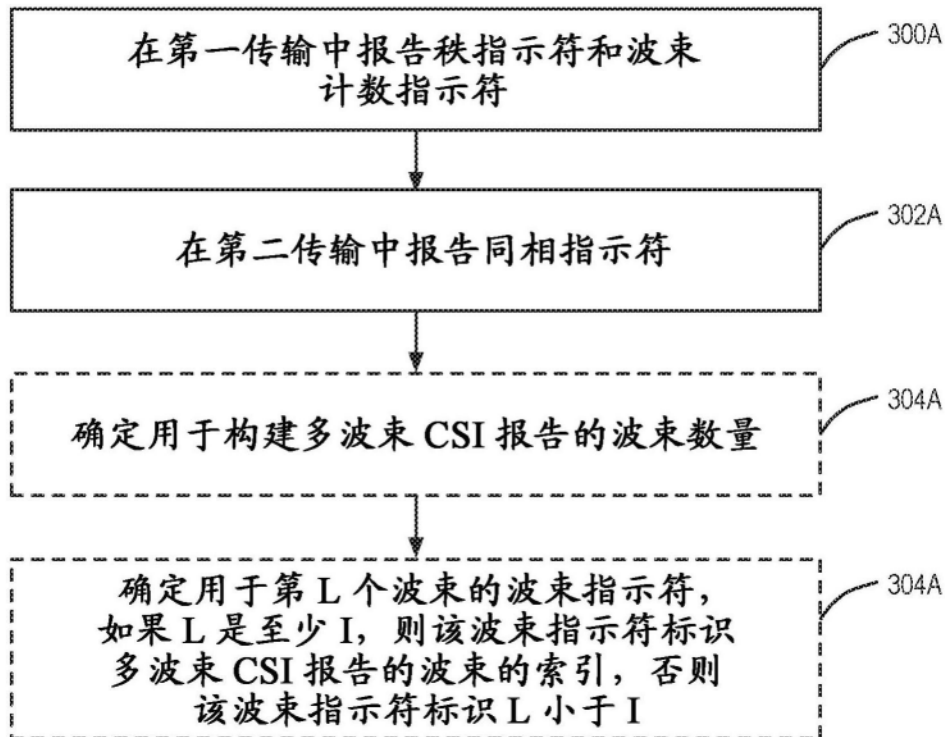


图12A



图13A

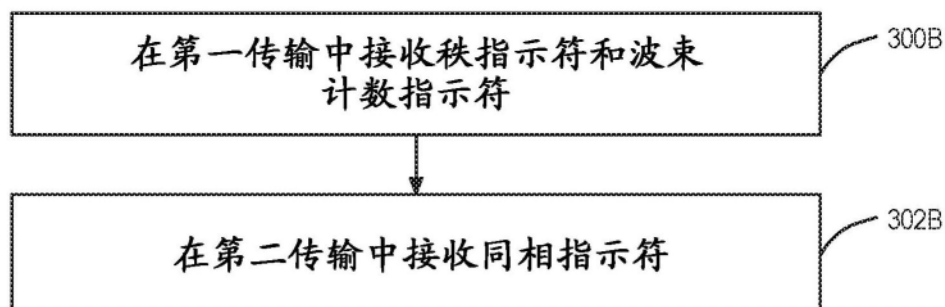


图12B



图13B

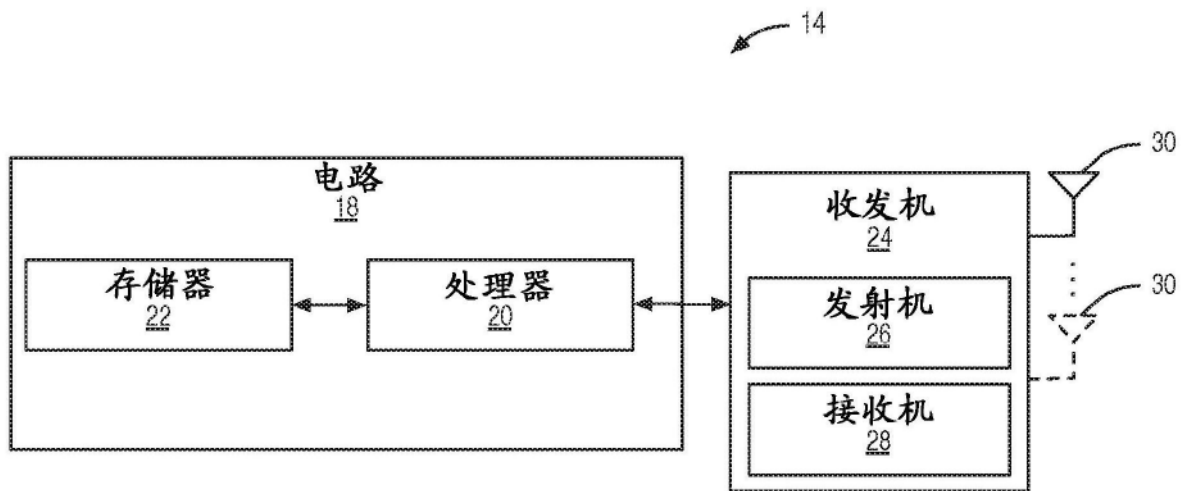


图14



图15

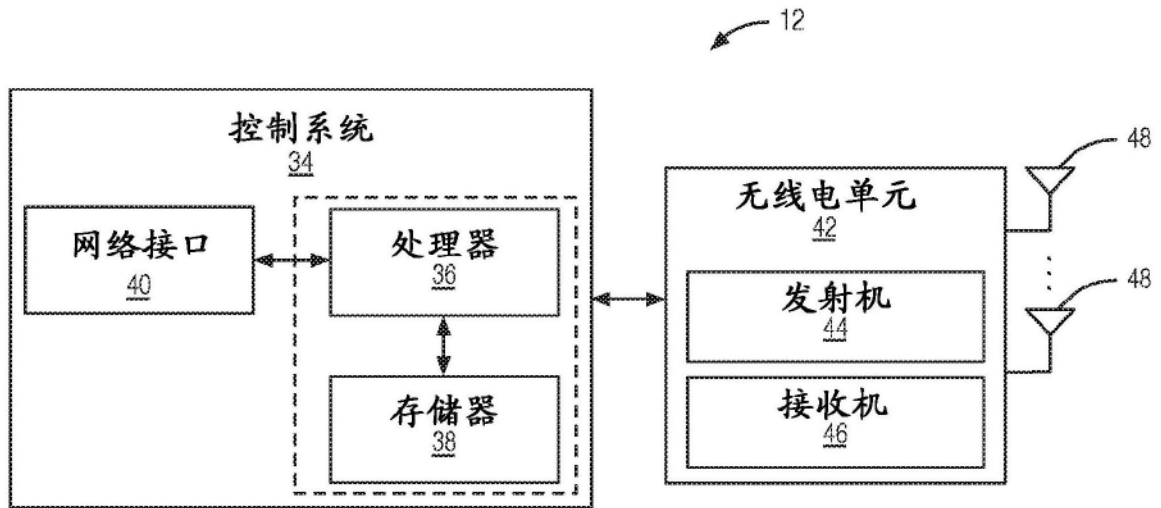


图16



图18

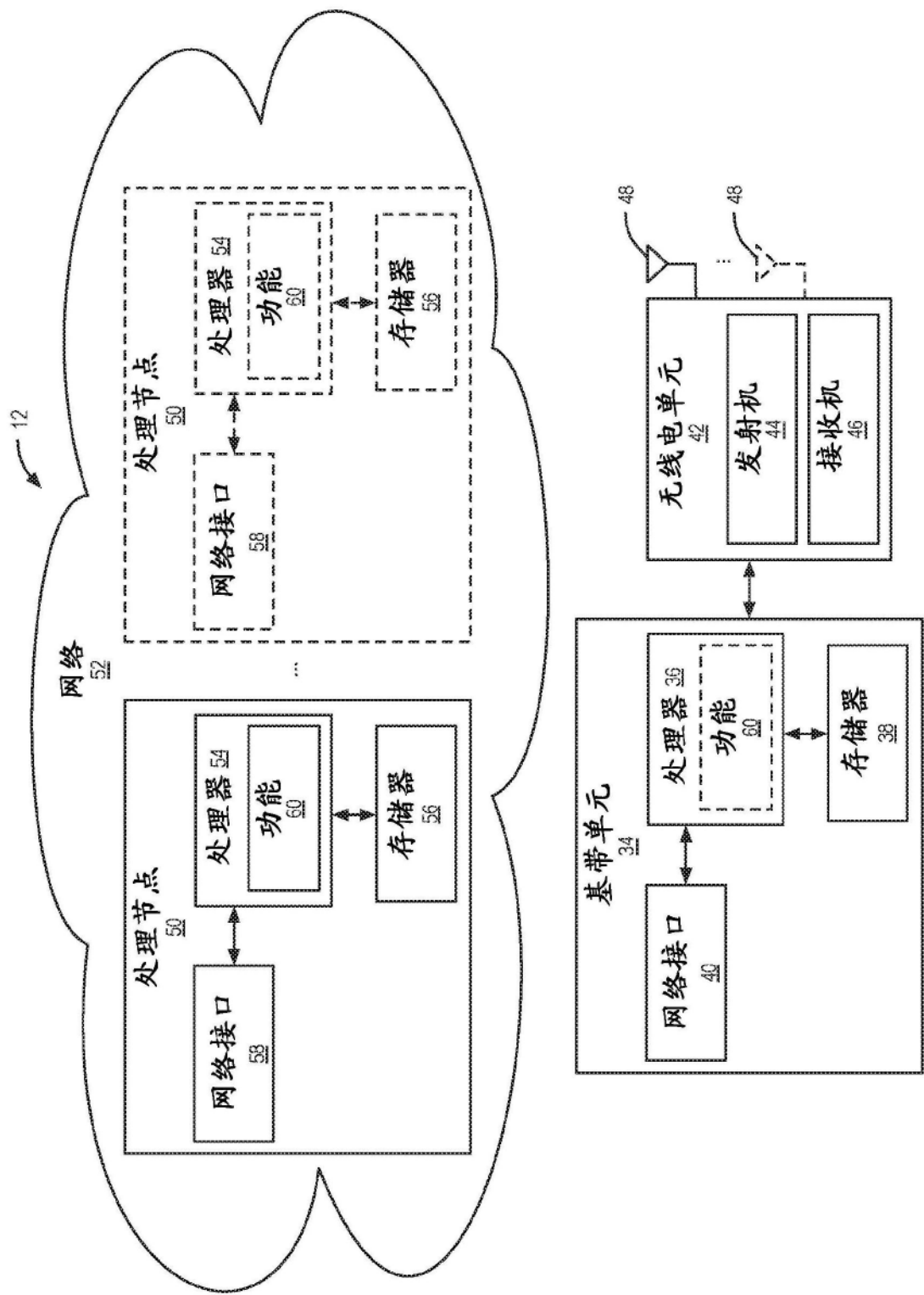


图17