

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101242214 B

(45) 授权公告日 2012. 09. 05

(21) 申请号 200810009601. 3

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2003. 10. 24

H04B 7/08 (2006. 01)

(30) 优先权数据

H04L 1/06 (2006. 01)

60/421, 309 2002. 10. 25 US

H04L 27/26 (2006. 01)

60/421, 428 2002. 10. 25 US

60/421, 462 2002. 10. 25 US

60/432, 617 2002. 12. 10 US

60/438, 601 2003. 01. 07 US

10/610, 446 2003. 06. 30 US

(56) 对比文件

WO 02060138 A2, 2002. 08. 01, 全文.

US 20020085620 A1, 2002. 07. 04, 全文.

US 2002041635 A1, 2002. 04. 11, 全文.

EP 1175022 A2, 2002. 01. 23, 全文.

WO 02060138 A2, 2002. 08. 01, 说明书第 18 页第 14-21 行.

WO 0197400 A2, 2001. 12. 20, 全文.

(62) 分案原申请数据

200380104907. 2 2003. 10. 24

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

审查员 田珊

(72) 发明人 J·W·凯淳 M·华莱士

J·R·沃尔顿 S·J·海华德

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 钱慰民

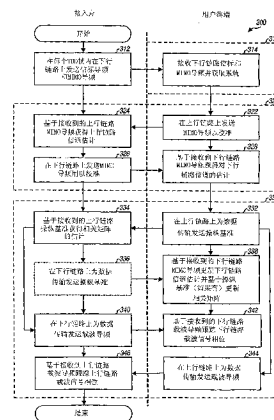
权利要求书 1 页 说明书 26 页 附图 9 页

(54) 发明名称

无线多输入多输出通信系统内生成导频的方法

(57) 摘要

描述了适用于 MIMO 系统并能支持各种功能的导频。各种类型的导频包括一信标导频, MIMO 导频, 操纵基准或操纵导频以及载波导频。信标导频从所有发射天线发送且可以用于定时和频率获取。MIMO 导频从所有发射天线发送, 且用分配给该发射天线的不同正交码覆盖。MIMO 导频可以用于信道估计。操纵基准在 MIMO 信道的特定本征模式上发送, 且是用户终端特定的。操纵基准可以用于信道估计。载波导频可以在指定子带 / 天线上发送, 且可以用于载波信号的相位跟踪。可以基于这些各种导频类型组合设计各种导频传输方案。



CN 101242214 B

1. 一种在无线多输入多输出 (MIMO) 通信系统内生成导频的方法,其特征在于包括:  
为多个天线内的每个天线获得一组导频码元,其中该组导频码元包括用于一组子带的调制码元,并且该组导频码元被选择为在基于所述导频码元所生成的波形中具有最小峰值对平均值变化;  
为多个天线内的每个天线获得正交序列,其中所述多个天线被分配以不同的正交序列;以及  
用该天线的正交序列覆盖每个天线的该组导频码元以获得该天线的经覆盖导频码元序列,其中为多个天线获得多个正交导频的多个覆盖导频码元序列;以及  
从所述多个天线发送所述多个正交导频。

## 无线多输入多输出通信系统内生导频的方法

[0001] 本申请是 PCT 国际申请号 :PCT/US2003/034520、PCT 国际申请日 :2003 年 10 月 24 日、中国国家申请号 :200380104907.2、题为“MIMO 通信系统的导频”的申请的分案申请。

[0002] 本申请要求于第 60/421,309 号、第 60/438,462、第 60/421,428 和第 60/438,601 美国临时申请的优先权,前三个申请提交日期均为 2002 年 10 月 25 日,最后一个申请提交日期为 2003 年 1 月 7 日,所述四个申请按顺序分别题为“MIMO WLAN SYSTEM”、“Channel Calibration for a Time Division Duplexed Communication System”、“Channel Estimation and Spatial Processing for TDD MIMO Systems” 和“Pilots for MIMO Communication Systems”,所有均被转让给本发明的受让人并在此完全引入作为参考。

[0003] 背景

[0004] 领域

[0005] 本发明一般涉及数据通信,且尤其涉及适用于多输入多输出(MIMO)通信系统内的导频。

[0006] 背景

[0007] MIMO 系统使用多个( $N_T$ )发射天线和多个( $N_R$ )接收天线用于数据传输。由  $N_T$  个发射天线和  $N_R$  个接收天线形成的 MIMO 信道可能被分解为  $N_S$  个独立信道,其中  $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 $N_S$  个独立信道的每个对应一维。如果利用多个发射和接收天线建立的附加维数,则 MIMO 信道可以提供改善的性能(例如增加传输容量和/或更大的可靠性)。

[0008] 在无线通信系统内,要发送的数据首先调制到射频(RF)载波信号上以生成 RF 已调信号,后者更适合于在无线信道上传输。对于 MIMO 系统,可以生成多达  $N_T$  个 RF 已调信号,且可以同时从  $N_T$  个发射天线被发送。发送的 RF 已调信号可以通过无线信道内的多个传播路径到达  $N_R$  个接收天线。传播路径特性由于多个因素一般随时间改变,所述因子诸如衰落、多径和外部干扰。因此,发送的 RF 已调信号可能经历不同信道条件(例如不同衰落和多径效应)且可以与不同的复数增益和信噪比(SNR)相关联。

[0009] 为了获得更高的性能,经常需要描述无线信道响应。例如,发射机可能需要信道响应以实现空间处理(如下描述)以将数据发送到接收机。接收机还可能需要信道响应以接收到信号实现空间处理以恢复发送的数据。

[0010] 在许多无线通信系统中,由发射机发送的导频帮助接收机实现多个功能。导频一般基于已知的码元生成并以已知的方式实现。导频可以由接收机用于信道估计、定时和频率获取、数据解调等。

[0011] 在 MIMO 的导频结构设计中有多个挑战。作为一种考虑,导频结构需要解决多个发射和多个接收天线建立的附加维数。作为另一考虑,由于导频传输表示 MIMO 系统内的开销,期望尽可能最小化导频传输。而且,如果 MIMO 系统是支持与多个用户通信的多址系统,则导频结构设计需要使得支持多个用户的导频不消耗可用系统资源的较大部分。

[0012] 因此在领域内需要能解决以上考虑的 MIMO 系统导频技术。

[0013] 概述

[0014] 在此提供适用于 MIMO 系统内的导频。这些导频可以支持合适系统操作需要的各

种功能,诸如定时和频率获取、信道估计、校准等。还可以考虑为不同功能设计并使用的不同类型导频。

[0015] 各种类型的导频可以包括:信标导频、MIMO 导频、操纵基准或操纵导频和载波导频。信标导频从所有发射天线被发送,且可以用于定时和频率获取。MIMO 导频也从所有发射天线被发送,但用分配给发射天线的不同正交码覆盖。MIMO 导频还可以用于信道估计。操纵基准在 MIMO 信道的特定本征模式上被发送,且是用户终端特定的。操纵基准可以用于信道估计以及可能用于速率控制。载波导频还可以在指定子带/天线上被发送,且可以用于载波信号的相位跟踪。

[0016] 各个导频传输方案可以基于这些不同导频类型的组合而设计。例如,在下行链路上,接入点可能为所有在其覆盖区域内的用户终端发送信标导频、MIMO 导频和载波导频,并可选地将操纵基准发送到任何从接入点接收下行链路传输的活动用户终端。在上行链路上,用户终端可能发送 MIMO 导频用于校准,且可能在被调度时发送操纵基准和载波导频(例如对于下行链路和/或上行链路数据传输)。发送并接收这些类型导频的处理在以下详细描述。

[0017] 本发明的各个方面和实施例在以下详细描述。

[0018] 附图的简要描述

[0019] 通过下面提出的结合附图的详细描述,本发明的特征、性质和优点将变得更加明显,附图中相同的符号具有相同的标识,其中:

[0020] 图 1 示出多址 MIMO 系统;

[0021] 图 2 示出在 TDD MIMO-OFDM 系统内用于数据传输的示例帧结构;

[0022] 图 3 示出示例导频传输方案的下行链路和上行链路导频传输;

[0023] 图 4 示出接入点和用户终端的框图;

[0024] 图 5 示出可以生成信标导频的 TX 空间处理器框图;

[0025] 图 6A 示出可以生成 MIMO 导频的 TX 空间处理器框图;

[0026] 图 6B 示出基于接收到 MIMO 导频提供信道响应估计的 RX 空间处理器框图;

[0027] 图 7A 示出可以生成操纵基准的 TX 空间处理器框图;以及

[0028] 图 7B 示出基于接收到操纵基准提供信道响应估计的 RF 空间处理器框图。

[0029] 详细描述

[0030] 示例”一词在此仅用于指“作为示例、实例或说明”。任何在此作为“示例”描述的实施例不一定被理解为最优或优于其他实施例的。

[0031] 图 1 示出支持多个用户且能实现在此描述的导频的多址 MIMO 系统 100。MIMO 系统 100 包括支持多个用户终端 (UT) 120 通信的多个接入点 (AP) 110。为了简洁,在图 1 内只示出两个接入点 110a 和 110b。接入点一般是用于与用户终端通信的固定站。接入点还可以被称为基站或使用一些其他术语。

[0032] 用户终端 120 可以散布在整个系统内。每个用户终端可以是与接入点通信的固定或移动终端。用户终端还可以被称为接入终端、移动站、远程站、用户设备 (UE)、无线设备或一些其他术语。每个用户终端可以与一个或可能多个接入点在任何给定时刻在下行链路和/或上行链路上通信。下行链路(即前向链路)指从接入点到用户终端的传输,且上行链路(即反向链路)指从用户终端到接入点的传输。如在此使用的,“活动”用户终端是从

接入点接收下行链路传输和 / 或将上行链路传输发送到接入点的终端。

[0033] 在图 1 内,接入点 110a 与用户终端 120a 到 120f 通信,且接入点 110b 与用户终端 120f 到 120k 通信。将用户终端分配给接入点一般基于接收到信号强度而不是距离。在任何给定时刻,用户终端可以从一个或多个接入点接收下行链路传输。系统控制器 130 耦合到接入点 110 并可以被设计成实现多个功能,诸如 (1) 协调并控制耦合到它的接入点,(2) 在这些接入点间路由数据,以及 (3) 接入由这些接入点服务的用户终端并控制与这些终端的通信。

[0034] I. 导频

[0035] 在此提供适用于 MIMO 系统的导频,诸如图 1 内示出的。这些导频可以支持各种合适的系统操作可能需要的功能,诸如定时和频率获取、信道估计、校准等。导频可以被认为具有被设计并用于不同功能的不同类型。表格 1 列出四种类型的导频以及示例导频设计的简短描述。还可以定义更少、不同和 / 或附加导频类型,且这在本发明范围内。

[0036] 表格 1- 导频类型

[0037]

导频类型	描述
信标导频	从所有发射天线发送并用于定时和频率获取的导频
MIMO 导频	带有不同正交码从所有发射天线发送并用于信道估计的导频
操纵基准或操纵导频	在 MIMO 信道上的特定本征模式上为特定用户终端发送并用于信道估计以及可能的速率控制的导频
载波导频	用于载波信号相位跟踪的导频

[0038] 操纵基准和操纵导频是同义词。

[0039] 可以基于这些不同导频类型的组合设计各种导频传输方案。例如，在下行链路上，

接入点可以为其覆盖区域内的所有用户终端发送信标导频、MIMO 导频以及载波导频,并可能可选地将操纵基准发送到任何从接入点接收下行链路传输的活动用户终端。在上行链路上,用户终端可以发送 MIMO 导频进行校准,且可以在调度时发送操纵基准和载波导频(例如对于下行链路和/或上行链路数据传输)。发送并接收这些各种类型导频的处理在以下详细描述。

[0040] 在此描述的导频可以用于各种类型的 MIMO 系统。例如,导频可以用于(1)单载波 MIMO 系统,(2)多载波 MIMO 系统,可以使用正交频分复用(OFDM)或一些其他多载波调制技术,(3)实现多址技术的 MIMO 系统,诸如频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)和码分多址,(4)实现用于数据传输的频分多路复用(FDM)、时分多路复用(TDM)和/或码分多路复用(CDM)的 MIMO 系统,(5)实现用于数据传输的时分双工(time division duplexing)(TDD)、频分双工(FDD)和/或码分双工(CDD)的 MIMO 系统,以及(6)其他类型 MIMO 系统。为了清楚,以下首先描述实现 OFDM 的 MIMO 系统(即 MIMO-OFDM 系统)的导频,然后是 TDD MIMO-OFDM 系统的导频。

[0041] OFDM 有效地将总系统带宽分成多个( $N_f$ )正交子带,子带还被称为频调、频率区段或频率子信道。对于 OFDM,每个子带与相应其上调制数据的子载波相关联。对于 MIMO-OFDM 系统,每个子带可以与多个本征模式相关联,且每个子带的每个本征模式可以被视作独立传输信道。

[0042] 为了清楚,以下为示例 MIMO-OFDM 系统描述了特定导频结构。在该 MIMO-OFDM 系统中,系统带宽被分成 64 个正交子带(即  $N_f = 64$ ),它们被分配以 -32 到 +31 的索引。在这 64 个子带中,48 个子带(例如索引为  $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$ )可以用于数据传输,4 个子带(例如索引为  $\pm\{7, 21\}$ )可以用于载波导频以及可能的信令,不使用 DC 子带(索引为 0),且不使用剩余的子带,它们作为保护子带。因此,在这 64 个总子带中,52 个“可使用”子带包括 48 个数据子带和 4 个导频子带,且剩余的 12 个子带不使用。该 OFDM 子带结构在前述的第 60/421,309 号的临时美国申请内有进一步详述。还可以为 MIMO-OFDM 系统实现不同数目的子带和其他 OFDM 子带结构,且这在本发明的范围内。

[0043] 对于 OFDM,在每个可用子带上发送的数据首先使用为该子带选择的特定调制方案(例如 BPSK、QPSK 或 M-QAM)调制(即经码元映射)。一个调制码元可以在每个码元时段内在每个可用子带上被发送。每个调制码元是对应选定调制方案的信号星座内特定点的复数值。为零的信号值可以在不使用的子带上被发送。对于每个 OFDM 码元时段,可用子带的调制码元和未使用子带的零信号值(即对所有  $N_f$  个子带的调制码元和零)使用快速傅立叶反变换(IFFT)被转换到适于以获得包括  $N_f$  个适于采样的转换后码元。为了抗码间串扰(ISI),每个被转换码元的一部分经常被重复(这还被称为加入循环前缀)以形成对应的 OFDM 码元,它然后在无线信道上被发送。OFDM 码元周期在此还被称为码元周期,对应于一个 OFDM 码元的持续时间。

[0044] 1. 信标导频

[0045] 信标导频包括从  $N_t$  个发射天线的每个发送的特定导频码元集合。相同的导频码元集合在为信标导频传输指定的  $N_b$  个码元周期上发送。一般  $N_b$  可以是一或更大的任何整数。

[0046] 在示例实施例中,信标导频的导频码元集合是 12 个特定子带的 12 个 BPSK 调制码

元集合,这被称为“B”OFDM 码元。B OFDM 码元的 12BPSK 调制码元在表格 2 内被给出。零信号值在剩余的 52 个未使用子带上被发送。

[0047] 表 2- 导频码元

[0048]

子带索引	信标导频 b(k)	MIMO 导频 p(k)	子带索引	信标导频 b(k)	MIMO 导频 p(k)	子带索引	信标导频 b(k)	MIMO 导频 p(k)	子带索引	信标导频 b(k)	MIMO 导频 p(k)
	0	0	-13	0	1-j	1	0	1-j	15	0	1+j
-26	0	-1-j	-12	-1-j	1-j	2	0	-1-j	16	1+j	-1+j
-25	0	-1+j	-11	0	-1-j	3	0	-1-j	17	0	-1+j
-24	1+j	-1+j	-10	0	-1-j	4	-1-j	-1-j	18	0	1-j
-23	0	-1+j	-9	0	1-j	5	0	-1+j	19	0	1+j
-22	0	1-j	-8	-1-j	-1-j	6	0	1+j	20	1+j	-1+j
-21	0	1-j	-7	0	1+j	7	0	-1-j	21	0	1+j
-20	-1-j	1+j	-6	0	-1+j	8	-1-j	-1+j	22	0	-1+j
-19	0	-1-j	-5	0	-1-j	9	0	-1-j	23	0	1+j
-18	0	-1+j	-4	1+j	-1+j	10	0	1+j	24	1+j	-1+j
-17	0	1+j	-3	0	-1+j	11	0	1-j	25	0	1-j
-16	1+j	-1+j	-2	0	1-j	12	1+j	-1+j	26	0	-1-j
-15	0	1-j	-1	0	-1+j	13	0	-1-j		0	0
-14	0	1+j	0	0	0	14	0	0			

[0049] 对于表格 2 内示出的示例实施例,对于信标导频,BPSK 调制码元 (1+j) 在子带 -24,-16,-4,12,16,20 和 24 内被发送,且 BPSK 调制码元 -(1+j) 在子带 -20,-12,-8,-4 和 8 上被发送。零信号值在信标导频的剩余 52 个子带上被发送。

[0050] B OFDM 码元被设计成方便用户终端系统定时和频率获取。对于上述的 B OFDM 示例实施例,只使用 64 个总子带中的 12 个,且这些子带间距为四个子带。这 4 子带间距允许用户终端有多达两个子带的初始频率误差。信标导频允许用户终端纠正其初始粗频率误差,且纠正其频率,使得在信标导频持续时间上的相位漂移很小(例如在 20MHz 的采样速率处在信标导频持续时间上小于 45 度)。如果信标导频持续时间为 8  $\mu$  sec,则在 8  $\mu$  sec 上的 45 度(或更小)相位漂移等于在 64  $\mu$  sec 上的 360 度,这大致为 16kHz。

[0051] 16kHz 频率误差一般对于操作而言过大。可以使用 MIMO 导频和载波导频获得附加频率纠正。这些导频复盖了足够长的持续时间,使得用户终端频率能够被纠正到期望目标内(例如 250Hz)。例如,如果 TDD 帧为 2 毫秒(如以下描述)且如果用户终端频率准确到 250Hz 内,则在一个 TDD 帧上会有小于半周的相位改变。信标导频的 TDD 帧间的相位差可以用于将用户终端频率锁定到接入点的时钟,从而有效地将频率误差减少到零。

[0052] 一般,用于信标导频的导频码元集合可以使用任何调制方案导出。因此,还可以为信标导频使用 BPSK 或一些其他调制方案的其他 OFDM 码元,且这在本发明范围内。

[0053] 在示例设计中,四个发射天线可用于信标导频传输。表格 4 为复盖两个码元周期的信标导频传输列出要从四个发射天线的每个被发送的 OFDM 码元。

[0054] 表格 3- 信标导频

[0055]

码元周期	天线 1	天线 2	天线 3	天线 4
1	B	B	B	B
2	B	B	B	B



**[0056]** 2. MIMO 导频

**[0057]** MIMO 导频包括从  $N_T$  个发射天线的每个发送的特定导频码元集合。对于每个发射天线,为 MIMO 导频传输指定的  $N_p$  个码元时段发送相同导频码元集合。然而,每个发射天线的导频码元集合用分配给该天线的唯一正交序列或码“覆盖”。覆盖是要发送的给定导频或数据码元(或带有相同值的  $L$  个导频/数据码元集合)乘以  $L$  码片正交序列的所有  $L$  个码片以获得  $L$  个覆盖后码元而后被发送的过程。去覆盖是覆盖的互补过程,即接收到的码元乘以相同的  $L$  个码片正交序列的  $L$  个码片以获得  $L$  个去覆盖码元,它们然后经累加以获得发送的导频或数据码元估计。覆盖获得来自  $N_T$  个发射天线的  $N_T$  个导频传输间的正交性,并允许接收机区别单个发射天线,如以下所述。MIMO 导频传输的持续时间取决于其使用,如下所述。一般  $N_p$  可以是为一或更大的任何整数值。

**[0058]** 导频码元的一个集合或不同集合可以用于  $N_T$  个发射天线。在一示例实施例中,一个导频码元集合为 MIMO 导频用于所有  $N_T$  个发射天线,且该集合包括 52 个可用子带的 52 个 QPSK 调制码元,这被称为“P”OFDM 码元。P OFDM 码元的 52 个 QPSK 调制码元在表格 2 内给出。为零的信号值在剩余的 12 个未使用子带上发送。

**[0059]** 52 个 QPSK 调制码元形成唯一“字”,用于方便用户终端的信道估计。该唯一字被选择为在基于 52 个调制码元生成的波形中具有最小峰值对平均值的变化。

**[0060]** 众知 OFDM 一般比其他调制技术(例如 CDMA)的发射波形相比有较高的峰平变化相关联。因此,为了避免发射链路上的电路削波(例如功率放大器),则 OFDM 码元一般以减少的功率电平发送,即从峰值发射功率电平回退。回退用于考虑 OFDM 码元的波形变化。通过最小化 P OFDM 码元的波形内峰平变化, MIMO 导频可以以更高的功率电平发送(即对 MIMO 导频应用较小的回退)。MIMO 导频更高的发射功率然后会导致在接收机处 MIMO 导频改善的接收到信号质量。更小的峰平变化还会减少发射和接收链内电路生成的失真和非线性量。这些各种因子可以导致基于 MIMO 导频获得的信道估计改善的准确性。

**[0061]** 带有最小峰平变化的 OFDM 码元可以以各种方式获得。例如,可以在大量导频码元集随机形成情况下实行随机搜索,并且经评估以找到带有最小峰平变化的集合。表格 2 内示出的 P OFDM 码元表格可以用于 MIMO 导频的示例 OFDM 码元。一般,用于 MIMO 导频的导频码元集合可以使用任何调制方案导出。因此,使用 QPSK 或一些其他调制方案导出的各种 OFDM 码元也可以用于 MIMO 导频,且这在本发明范围内。

**[0062]** 可以使用各种正交码以覆盖在  $N_T$  个发射天线上发送的 P OFDM 码元。该种正交码示例包括 Walsh 码和正交可变扩展因子(OVSF)码。伪随机码和准正交码还可以用于覆盖 P OFDM 码元。伪随机正交码的一示例是领域内众知的 M 序列。准正交码示例是 IS-2000 定义的准正交函数(QOF)。一般,可以使用各种类型的码以用于覆盖,其中一些在以上描述。为了简洁,在此使用“正交码”一词以指任何适用于覆盖导频码元的码类型。正交码长度( $L$ )被选择为大于或等于发射天线数目(例如  $L \geq N_T$ ),且  $L$  个正交码可用。每个发射天线被分配以唯一的正交码。在来自每个发射天线的  $N_p$  个码元周期内发送的  $N_p$  个 P OFDM 码元用分配给该发射天线的正交码覆盖。

**[0063]** 在示例实施例中,四个发射天线可用,且为 MIMO 导频被分配以 4 码片 Walsh 序列,  $W_1 = 1111, W_2 = 1010, W_3 = 1100, W_4 = 1001$ 。对于给定 Walsh 序列,值“1”指明发送 P OFDM 码元,且值“0”指明发送一 P OFDM 码元。对于一 P OFDM 码元, P OFDM 码元内的 52 个 QPSK 调

制码元的每个经反转（即乘以 -1）。每个发射天线覆盖的结果是该发射天线覆盖的 P OFDM 码元序列。覆盖实际上为每个子带分开实现以生成该子带的覆盖导频码元序列。所有子带的覆盖导频码元序列形成覆盖 P OFDM 码元序列。

[0064] 表格 4 列出为跨越四个码元周期的 MIMO 导频传输要从四个发射天线的每个发送的 OFDM 码元。

[0065] 表格 4-MIMO 导频

[0066]

码元周期	天线 1	天线 2	天线 3	天线 4
1	+P	+P	+P	+P
2	+P	-P	+P	-P
3	+P	+P	-P	-P
4	+P	-P	-P	+P

[0067] 对于该 4 码片 Walsh 序列集合, MIMO 导频传输可以发生在四个码元周期的整数倍内以保证来自四个发射天线的四个导频传输间的正交性。Walsh 序列对于长于 Walsh 序列长度的 MIMO 导频传输简单重复。

[0068] 对于子带索引  $k \in K$ , 其中对于以上描述的示例子带结构  $K = \pm \{1 \dots 26\}$ , MIMO-OFDM 系统的无线信道可以用信道响应矩阵  $\underline{H}(k)$  集合描述。每个子带矩阵  $\underline{H}(k)$  包括  $N_T N_R$  个值  $\{h_{i,j}(k)\}$ , 其中  $i \in \{1 \dots N_R\}$  且  $j \in \{1 \dots N_T\}$ , 其中  $h_{i,j}(k)$  表示第  $j$  个发射天线和第  $i$  接收天线间的信道增益。

[0069] MIMO 导频可以由接收机用于估计无线信道的响应。特别是, 为了恢复从发射天线  $j$  发送并由接收天线  $i$  恢复的导频, 天线  $i$  上接收到的 OFDM 码元首先乘以分配给发射天线  $j$  的 Walsh 序列。然后累加 MIMO 导频的所有  $N_p$  个码元周期的“去覆盖”OFDM 码元, 其中累加可以单独地对 52 个可用子带的每个实现。累加还可以对接收到的 OFDM 码元在时域内实现（在去除了每个 OFDM 码元的循环前缀之后）。累加还在多个接收到 OFDM 码元上每个采样的基础上实现, 其中如果累加在 FFT 之后实现则每个 OFDM 码元的采样对应不同的子带, 如果累加在 FFT 之前实现则对应不同的时间索引。累加的结果是  $\hat{h}_{i,j}(k)$ , 其中  $k \in K$ , 它们是针对 52 个可用子带从发射天线  $j$  到接收天线  $i$  的信道响应估计。可以实现相同的处理以估计从每个发射天线到每个接收天线的信道响应。导频处理为每个子带提供了  $N_T N_R$  个复数值, 其中复数值是该子带的信道响应估计矩阵  $\hat{\underline{H}}(k)$  的元素。

[0070] 上述的导频处理可以由接入点实现以获得上行链路的信道响应估计  $\hat{\underline{H}}_{up}(k)$ , 且还可以由用户终端实现以获得下行链路的信道响应估计  $\hat{\underline{H}}_{dn}(k)$ 。

[0071] 3. 操纵基准或操纵导频

[0072] 对于 MIMO-OFDM 系统, 每个子带的信道响应矩阵  $\underline{H}(k)$  可以“对角线化”以获得该子带的  $N_s$  个本征模式, 其中  $N_s \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。这可以通过对信道响应矩阵  $\underline{H}(k)$  实现奇异值分解或对  $\underline{H}(k)$  的相关矩阵实现本征值分解而实现, 所述相关矩阵为  $\underline{R}(k) = \underline{H}^H(k)\underline{H}(k)$ 。为了清楚, 为以下描述使用奇异值分解。

[0073] 信道响应矩阵  $\underline{H}(k)$  的奇异值分解可以表示为:

[0074]  $\underline{H}(k) = \underline{U}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{V}^H(k)$ ,  $k \in K$ , (1)

[0075] 其中  $\underline{U}(k)$  是  $\underline{H}(k)$  的左本征向量的  $(N_R \times N_R)$  酉阵;

- [0076]  $\underline{\Sigma}(k)$  是  $\underline{H}(k)$  的奇异值的  $(N_r \times N_t)$  对角矩阵；  
 [0077]  $\underline{V}(k)$  是  $\underline{H}(k)$  的右本征向量的  $(N_t \times N_t)$  酉阵；以及  
 [0078] “ $\text{H}$ ”表示共轭转置。

[0079] 酉阵  $\underline{M}$  用  $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$  的特性描述，其中  $\underline{I}$  是单位阵。

[0080] 奇异值分解进一步在 Gilbert Strang 题为“Linear Algebra and Its Applications”第二版，Academic Press 1980 中进一步详细描述。本征模式一般指理论构建。MIMO 信道还可以被视作包括可用于数据 / 导频传输的  $N_s$  个空间信道。每个空间信道可能或可能不对本征模式，这取决于发射机处的空间处理是否成功地使 MIMO 信道对角化了。例如，如果发射机不知道或只有 MIMO 信道的不完善估计，则数据流在 MIMO 信道的空间信道（且不是本征模式）上被发送。为了简洁，“本征模式”一词在此用于表示尝试对角化 MIMO 信道的情况，虽然它可能由于不完善信道估计而不完全成功。

[0081] 每个子带的对角线矩阵  $\underline{\Sigma}(k)$  包含沿着对角线的非负实值，其余处为零。这些对角项被称为  $\underline{H}(k)$  的奇异值，并表示第  $k$  个子带的 MIMO 信道的独立信道（或本征模式）。

[0082] 本征分解可以为  $N_s$  个可用子带的每个的信道响应矩阵  $\underline{H}(k)$  独立实现以确定该子带的  $N_s$  个本征模式。每个对角矩阵  $\underline{\Sigma}(k)$  的奇异值可以经排序，使得  $\{\sigma_1(k) \geq \sigma_2(k) \geq \dots \geq \sigma_{N_s}(k)\}$ ，其中  $\sigma_1(k)$  是最大的奇异值， $\sigma_2(k)$  是第二大奇异值等，且  $\sigma_{N_s}(k)$  是第  $k$  个子带的最小奇异值。当对每个对角矩阵  $\underline{\Sigma}(k)$  的奇异值排序时，相关矩阵  $\underline{U}(k)$  和  $\underline{V}(k)$  的本征向量（或列）相应地被排序。在排序之后， $\sigma_1(k)$  表示子带  $k$  的最佳本征模式的奇异值，这还被称为“主”本征模式。

[0083] “宽带”本征模式可以被定义为在排序后所有子带的同阶本征模式集合。因此，第  $m$  个宽带本征模式包括所有子带的第  $m$  个本征模式。每个宽带的本征模式与所有子带的相应本征向量集合相关。“主”本征模式是与排序后每个子带的每个矩阵  $\hat{\Sigma}(k)$  内的最大奇异值相关的本征模式。

[0084] 矩阵  $\underline{V}(k)$  包括可以用于发射机处空间处理的  $N_t$  个本征向量，其中  $\underline{V}(k) = [\underline{v}_1(k) \dots \underline{v}_{N_t}(k)]$  且  $\underline{v}_m(k)$  是  $\underline{V}(k)$  的第  $m$  列，其中  $\underline{v}_m(k)$  是第  $m$  个本征模式的右本征向量。对于酉阵，本征向量相互正交。本征向量还被称为“操纵”向量。

[0085] 操纵基准（即操纵导频）包括一个或多个从  $N_t$  个发射天线发送的导频码元集合。在一实施例中，一个导频码元集合通过用该宽带本征模式的操纵向量集合实现空间处理而在给定码元周期内在一个宽带本征模式的一个子带集合上被发送。在另一实施例中，多个导频码元集合通过用这些宽带本征模式的多个操纵向量集合（使用子带多路复用，这在以下描述）实现空间处理而在给定码元周期内在多个宽带本征模式的多个不相交子带集合上被发送。为了清楚，以下描述假设在给定码元周期内在一个宽带本征模式上发送一个导频码元集合（即，无子带多路复用）。

[0086] 在一实施例中，操纵基准的导频码元集合与用于 MIMO 导频的  $P$  OFDM 码元相同。然而，各种其他 OFDM 码元还可以用于操纵基准，且这在本发明的范围内。

[0087] 为第  $m$  个宽带本征模式的发送的操纵基准（使用波束成形，这可以在以下描述）可以表示为：

$$[0088] \quad \underline{x}_m(k) = \underline{v}_m(k) \cdot p(k), k \in K, (2)$$

[0089] 其中  $\underline{x}_m(k)$  是第  $k$  个子带的第  $m$  个本征模式的  $(N_t \times 1)$  发射向量；



[0107] 在另一实施例中,四个导频序列在其分配的子带的主本征模式上被发送。载波导频码元的空间处理类似于操纵基准的空间处理,这可以以上描述且在等式(2)内示出。为了在主本征模式上发送载波导频,操纵向量  $\underline{v}_1(k)$  用于空间处理。因此,导频序列  $P_{c_1}(n)$  用操纵向量  $\underline{v}_1(-26)$  经空间处理,  $P_{c_2}(n)$  用操纵向量  $\underline{v}_1(-7)$  经空间处理,导频序列  $P_{c_3}(n)$  用操纵向量  $\underline{v}_1(7)$  经空间处理,导频序列  $P_{c_4}(n)$  用操纵向量  $\underline{v}_1(26)$  经空间处理。

[0108] II. 单载波 MIMO 系统的导频

[0109] 在此描述的导频还可以用于不使用 OFDM 的单载波 MIMO 系统。在该情况下,上述的许多描述仍可用但不需要子带索引  $k$ 。对于信标导频,特定导频调制码元  $b$  可以从  $N_T$  个发射天线的每个发送。对于 MIMO 导频,特定导频调制码元  $p$  可以用  $N_T$  个正交序列覆盖,且从  $N_T$  个发射天线发送。导频码元  $b$  可以与导频码元  $p$  相同或不同。操纵基准可以如等式(2)内示出的发送。然而,发送向量  $\underline{x}_m$ 、操纵向量  $\underline{v}_m$  和导频码元  $p$  不是子带索引  $k$  的函数。载波导频可以以时分多路复用方式被发送或可以简单地被省略。

[0110] 对于 MIMO-OFDM 系统,循环前缀一般用于保证在系统内有延时扩展情况下跨子带的正交性,且正交码可以标识单个发射天线。对于单载波 MIMO 系统,正交码依赖正交性和天线标识。因此,用于在单载波 MIMO 系统内覆盖导频码元的正交码可以被选择是具有好的互相关以及峰值对旁瓣特性(即用于覆盖的任何两个正交序列间的相关在系统内有延时扩展时很小)。该种带有好互相关和峰旁瓣特性的正交码是 M 序列和其时移版本。然而,其他类型码也可以用于覆盖单载波 MIMO 系统的导频码元。

[0111] 对于宽带单载波 MIMO 系统,操纵基准可以以各种方式被发送以考虑频率选择性衰减(即在工作频带上不平缓的频率响应)。几种在宽带单载波 MIMO 系统内发送操纵基准的方案在以下详述。一般,发射机可以发送基准波形,它们与用于在特定宽带本征模式上发送数据的处理相同或类似的方式经处理。接收机可以将接收到波形与本地生成的发送的基准波形的副本相关,并抽取允许接收机估计信道匹配滤波器的信道信息。

[0112] 在第一方案内,发射机开始时为本征模式获得操纵向量  $\underline{v}_m(k)$ 。操纵向量  $\underline{v}_m(k)$  可以通过周期性地发送 OFDM 导频码元,通过对已经未通过 OFDM 发送的接收到 MIMO 导频的频域分析或通过一些方式而获得。对于每个  $k$  值,其中  $1 \leq k \leq N_F$ ,  $\underline{v}_m(k)$  是带有  $N_T$  个发射天线的  $N_T$  项的  $N_T$ -向量。该发射机然后对操纵向量  $\underline{v}_m(k)$  的  $N_T$  个向量位置进行快速傅立叶反变换,  $k$  为 IFFT 计算内的频率变量以获得相关发射天线的对应时域脉冲。向量  $\underline{v}_m(k)$  的每个向量位置包括  $N_F$  个频率子带的  $N_F$  个值,且对应的时域脉冲是  $N_F$  个时域值序列。终端然后将循环前缀附加到该时域脉冲以获得发射天线的操纵基准。为每个本征模式生成  $N_T$  个操纵基准集合,且可以从所有  $N_T$  个发射天线在相同时隙内被发送。可以为多个本征模式生成多个脉冲集合,且可以以 TDD 方式被发送。

[0113] 对于第一方案,接收机对接收到信号采样以获得接收到向量  $\underline{r}_m(n)$ ,移去循环前缀并对接收到向量  $\underline{r}_m(n)$  的每个向量位置实现快速傅立叶变换以获得  $\underline{h}(k)\underline{v}_m(k)$  的对应项估计。接收到向量  $\underline{r}_m(n)$  的每个向量位置(在循环前缀移去之后)包括  $N_F$  个时域采样。接收机然后使用  $\underline{h}(k)\underline{v}_m(k)$  的估计以合成时域匹配滤波器,所述滤波器可以用于对接收到数据传输滤波。时域匹配滤波器包括每个接收天线的匹配滤波脉冲。时域匹配滤波器合成在公共分配的第 10/017308 号美国专利申请序列内描述,题为“Time-Domain Transmit and Receive Processing with Channel Eigen-mode Decomposition for MIMO Systems”,提交

于 2001 年 12 月 7 日。

[0114] 对于第一方案,单载波 MIMO 系统内的操纵基准的发射机处理类似于 MIMO-OFDM 系统内的操纵基准的发射机处理。然而,在操纵基准后的其他传输在单载波波形上发送,诸如在前述第 10/017308 号美国专利申请序列号内描述的。而且,接收机使用操纵基准以同步时域匹配滤波器,如上所述。

[0115] 在第二方案中,发射机隔离宽带信道的单个多径分量。这可以通过例如以类似于在 CDMA 系统内搜索多径分量经常使用的方式用滑动 (sliding) 相关器搜索接收到 MIMO 导频而实现。发射机然后将该多径分量作为窄带信道处理并为每个本征模式的多径分量获得单个操纵向量  $\underline{v}_m$ 。同样,可以为该多径分量的多个本征模式生成多个操纵向量。

[0116] III. TDD MIMO-OFDM 系统的导频结构

[0117] 在此描述的导频可以用于各种 MIMO 和 MIMO-OFDM 系统。这些导频可以用于使用下行链路和上行链路公共或分离频带的系统。为了清楚,示例 MIMO-OFDM 系统的示例导频结构在以下描述。对于该 MIMO-OFDM 系统,下行链路和上行链路是单个频带上的时分双工 (TDD)。

[0118] 图 2 示出可以用于 TDD MIMO-OFDM 系统的帧结构 200 实施例。数据传输发生在 TDD 帧单位内,每个帧跨过特定持续时间 (例如 2 毫秒)。每个 TDD 帧被分成下行链路阶段和上行链路阶段。下行链路阶段进一步被分成多个下行链路传输信道的多个分段。在图 2 内示出的实施例中,下行链路传输信道包括广播信道 (BCH)、前向控制信道 (FCCH) 以及前向信道 (FCH)。类似地,上行链路阶段被分成多个上行链路传输信道的多个分段。在图 2 内示出的实施例中,上行链路传输信道包括反向信道 (RCH) 和随机接入信道 (RACH)。

[0119] 在下行链路上,BCH 分段 210 用于发送一个 BCH 协议数据单元 (PDU) 212,这包括信标导频部分 214、MIMO 导频部分 216 和 BCH 消息部分 218。BCH 消息携带系统内用户终端的系统参数。FCCH 分段 220 用于发送一个 FCCH PDU,它携带用于下行链路和上行链路资源的分配并为用户携带其他信令。FCH 分段 230 用于发送一个或多个 FCH PDU 232。可以定义不同类型的 FCH PDU。例如,FCH PDU 232a 包括导频部分 234a 以及数据分组部分 236a。FCH PDU 232b 包括数据分组的单个部分 236b。FCH PDU 232c 包括导频的单个部分 234c。

[0120] 在上行链路上,RCH 分段 240 用于在上行链路上发送一个或多个 RCH PDU 242。还可以定义不同类型的 RCH PDU。例如,RCH PDU 242a 包括数据分组的单个部分 246a。RCH PDU 242b 包括导频部分 244b 和数据分组部分 246b。RCH PDU 242c 包括导频的单个部分 244c。RACH 分段 250 由用户终端用于接入系统并在上行链路上发送短消息。RACH PDU 252 可以在 RACH 分段 250 内发送且包括导频部分 254 和消息部分 256。

[0121] 对于图 2 示出的实施例,信标和 MIMO 导频在 BCH 分段的每个 TDD 帧内在下行链路上被发送。导频可能或可能不在任何给定 FCH/RCH PDU 内被发送。如果发送了该导频,则它可能占据 PDU 的所有或一部分,如图 2 示出。导频在 RACH PDU 内被发送以允许接入点估计接入期间的相关向量。导频部分还被称为“前导序列”。在任何给定 FCH/RCH PDU 内发送的导频可以是操纵基准或 MIMO 导频,这取决于使用导频的目的。在 RACH PDU 内发送的导频一般是操纵基准,虽然取而代之可以发送 MIMO 导频。载波导频在导频子带以及不用于其他导频的部分内被发送。载波导频为了简洁不在图 2 内示出。图 2 内的各个部分持续时间不是按比例绘制的。

[0122] 图 2 内示出的帧结构和传输信道在上述的第 60/421309 号美国临时专利申请内描述。

[0123] 1. 校准 (calibration)

[0124] 对于带有共享频带的 TDD MIMO-OFDM 系统,下行链路和上行链路信道响应可以被假设为互为互易。即如果  $\underline{H}(k)$  表示子带  $k$  的从天线阵列 A 到天线阵列 B 的信道响应矩阵,则互易信道意味着从阵列 B 到阵列 A 的耦合由  $\underline{H}^T(k)$  给出,其中  $\underline{H}^T$  表示  $\underline{H}$  的转置。对于 TDD MIMO-OFDM 系统,互易信道特性可以被利用以简化信道估计以及发射机和接收机处的空间处理。

[0125] 然而,接入点处的发射和接收链的频率响应一般不同于用户终端处的发射和接收链的频率响应。包括可应用的发射和接收链响应的“有效”下行链路信道响应  $\underline{H}_{dn}(k)$  以及“有效”的上行链路信道响应  $\underline{H}_{up}(k)$  可以表示为:

$$[0126] \quad \underline{H}_{dn}(k) = \underline{R}_{ut}(k) \underline{H}(k) \underline{T}_{ap}(k), \quad k \in K, \quad (4)$$

$$[0127] \quad \underline{H}_{up}(k) = \underline{R}_{ap}(k) \underline{H}^T(k) \underline{T}_{ut}(k), \quad k \in K,$$

[0128] 其中  $\underline{T}_{ap}(k)$  和  $\underline{R}_{ap}(k)$  是子带  $k$  在接入点处发射链和接收链响应的频率响应  $N_{ap} \times N_{ap}$  对角线矩阵;

[0129]  $\underline{T}_{ut}(k)$  和  $\underline{R}_{ut}(k)$  是子带  $k$  在用户终端处发射链和接收链相应的  $N_{ut} \times N_{ut}$  对角矩阵;

[0130]  $N_{ap}$  是接入点处的天线数;以及

[0131]  $N_{ut}$  是用户终端处的天线数。

[0132] 将等式集合 (4) 内的等式组合,获得以下结果:

$$[0133] \quad \underline{H}_{up}(k) \underline{K}_{ut}(k) = (\underline{H}_{dn}(k) \underline{K}_{ap}(k))^T, \quad k \in K, \quad (5)$$

[0134] 其中  $\underline{K}_{ut}(k) = \underline{T}_{ut}^{-1}(k) \underline{R}_{ut}(k)$  且  $\underline{K}_{ap}(k) = \underline{T}_{ap}^{-1}(k) \underline{R}_{ap}(k)$ 。因为  $\underline{T}_{ut}(k)$ ,  $\underline{R}_{ut}(k)$ ,  $\underline{T}_{ap}(k)$  和  $\underline{R}_{ap}(k)$  是对角矩阵,  $\underline{K}_{ut}(k)$  和  $\underline{K}_{ap}(k)$  也为对角矩阵。

[0135] 可以实现校准以获得实际对角矩阵  $\underline{K}_{ap}(k)$  和  $\underline{K}_{ut}(k)$  的估计  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  和  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$ , 其中  $k \in K$ 。矩阵  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  和  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$  包含考虑接入点和用户终端处发射/接收链的频率响应之差的纠正因子。用户终端观察到的“校准后”下行链路信道响应  $\underline{H}_{cdn}(k)$  以及接入点观察到的“校准后”上行链路信道响应  $\underline{H}_{cup}(k)$  可以表示为:

$$[0136] \quad \underline{H}_{cdn}(k) = \underline{H}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k), \quad k \in K, \quad (6a)$$

$$[0137] \quad \underline{H}_{cup}(k) = \underline{H}_{up}(k) \hat{\underline{K}}_{ut}(k), \quad k \in K, \quad (6b)$$

$$[0138] \quad \underline{H}_{cdn}(k) \approx \underline{H}_{cup}^T(k), \quad k \in K. \quad (6c)$$

[0139] 等式 (6c) 内的关系准确性取决于相关矩阵  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  和  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$  的准确性,这接着取决于用于导出这些纠正矩阵的有效下行链路和上行链路信道响应  $\hat{\underline{H}}_{dn}(k)$  和  $\hat{\underline{H}}_{up}(k)$  的估计质量。纠正向量  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$  可以被定义为只包括  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$  的  $N_{ut}$  个对角线元素,且纠正向量  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  可以被定义为只包括  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  的  $N_{ap}$  个对角线元素。校准在前述的第 60/421462 号美国专利申请序列号内详细描述。

[0140] 在此描述的导频还可以用于不实现校准的 MIMO 和 MIMO-OFDM 系统。为了清楚,以下描述假设实现校准且纠正矩阵  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  和  $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$  分别用于接入点和用户终端处的发射路径内。

[0141] 2. 信标和 MIMO 导频

[0142] 如图 2 内示出, 信标导频和 MIMO 导频在每个 TDD 帧的 BCH 内在下行链路上被发送。信标导频可以由用户终端用于定时和频率获取。MIMO 导频可以由用户终端用于 (1) 获得下行链路 MIMO 信道估计, (2) 为上行链路传输导出操纵向量, 以及 (3) 为下行链路传输导出匹配滤波器, 如下所述。

[0143] 在一示例导频传输方案中, 信标导频在两个码元周期内被发送, 且 MIMO 导频在 BCH 分段开始后在八个码元周期内被发送。表格 6 示出该示例方案的信标和 MIMO 导频。

[0144] 表格 6-BCH 的信标和 MIMO 导频

[0145]

导频类型	码元周期	天线 1	天线 2	天线 3	天线 4
信标导频	1	B	B	B	B
MIMO 导频	2	B	B	B	B
3	+P	+P	+P	+P	
4	+P	-P	+P	-P	
5	+P	+P	-P	-P	
6	+P	-P	-P	+P	
7	+P	+P	+P	+P	
	8	+P	-P	+P	-P
9	+P	+P	-P	-P	
10	+P	-P	-P	+P	

[0146] 在下行链路上发送的信标导频可以表示为：

$$[0147] \quad \underline{x}_{dn,bp}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k)b(k), k \in K, (7)$$

[0148] 其中  $\underline{x}_{dn,bp}(k)$  是信标导频的子带  $k$  的发射向量；以及

[0149]  $b(k)$  是信标导频在子带  $k$  上发送的导频码元, 这在表格 2 内给出。如等式 (7) 内示出的, 信标导频由纠正向量  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  经比例缩放, 但不经过任何其他空间处理。

[0150] 在下行链路上发送的 MIMO 导频可以表示为：

$$[0151] \quad \underline{x}_{dn,mp,n}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \underline{w}_{dn,n} p(k), k \in K, (8)$$

[0152] 其中  $\underline{x}_{dn,mp,n}(k)$  是下行链路 MIMO 导频在码元周期  $n$  内的子带  $k$  的  $(N_{ap} \times 1)$  发射向量；

[0153]  $\underline{w}_{dn,n}$  是下行链路 MIMO 导频在码元周期  $n$  内在接入点处的  $N_{ap}$  个发射天线的带有  $N_{ap}$  个 Walsh 码片的  $(N_{ap} \times 1)$  向量；以及

[0154]  $p(k)$  是 MIMO 导频在子带  $k$  上发送的导频码元, 这在表格 2 内给出。

[0155] 如等式 (8) 内示出的, MIMO 导频由向量  $\underline{w}_{dn,n}$  覆盖, 且进一步由纠正矩阵  $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$  经比例缩放, 但不经过任何其他空间处理。相同的 Walsh 向量  $\underline{w}_{dn,n}$  用于所有子带, 且因此  $\underline{w}_{dn,n}$  不是子带索引  $k$  的函数。然而, 由于每个 Walsh 序列是 4 码元周期的 4 个 Walsh 码片的唯一序列,  $\underline{w}_{dn,n}$  是码元周期  $n$  的函数。向量  $\underline{w}_{dn,n}$  因此包括用于接入点码元周期  $n$  内的  $N_{ap}$  个发射天线的  $N_{ap}$  个 Walsh 码片。对于表格 6 内示出的方案, 在 BCH 上 MIMO 导频传输的前四个码元周期的四个向量  $\underline{w}_{dn,n}$ , 其中  $n = \{3, 4, 5, 6\}$  为  $\underline{w}_3 = [1111]$ ,  $\underline{w}_4 = [1-11-1]$ ,  $\underline{w}_5 = [11-1-1]$  和  $\underline{w}_6 = [1-1-11]$ , 且对于以下四个码元周期重复的、四个向量  $\underline{w}_{dn,n}$  (其中  $n = \{7, 8, 9, 10\}$ ) 使得  $\underline{w}_7 = \underline{w}_3$ ,  $\underline{w}_8 = \underline{w}_4$ ,  $\underline{w}_9 = \underline{w}_5$  和  $\underline{w}_{10} = \underline{w}_6$ 。



[0156] 在上行链路上发送的 MIMO 导频可以被表示为：

$$[0157] \quad \mathbf{x}_{\text{up}, \text{mp}, n}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \mathbf{w}_{\text{up}, n} p(k), \quad k \in K, \quad (9)$$

[0158] 其中  $\mathbf{x}_{\text{up}, \text{mp}, n}(k)$  是上行链路 MIMO 导频在码片周期  $n$  内的子带  $k$  的  $(N_{\text{ut}} \times 1)$  发射向量。用于上行链路 MIMO 导频的 Walsh 向量  $\mathbf{w}_{\text{up}, n}$  可以与用于上行链路 MIMO 导频的 Walsh 向量  $\mathbf{w}_{\text{dn}, n}$  相同或不同。例如，如果用户终端只配备有两个发射天线，则  $\mathbf{w}_{\text{up}, n}$  包括长度为 2 或更大的两个 Walsh 序列。

[0159] 3. 空间处理

[0160] 如以上描述，每个子带的信道响应矩阵可以经对角化以获得该子带的  $N_s$  个本征模式。校准后上行链路信道响应矩阵  $\mathbf{H}_{\text{cup}}(k)$  的奇异值分解可以表示为：

$$[0161] \quad \mathbf{H}_{\text{cup}}(k) = \mathbf{U}_{\text{ap}}(k) \mathbf{\Sigma}(k) \mathbf{V}_{\text{ut}}^H(k), \quad k \in K, \quad (10)$$

[0162] 其中  $\mathbf{U}_{\text{ap}}(k)$  是  $\mathbf{H}_{\text{cup}}(k)$  的左本征向量的  $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$  酉阵；

[0163]  $\mathbf{\Sigma}(k)$  是  $\mathbf{H}_{\text{cup}}(k)$  的奇异值的  $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ap}})$  对角矩阵；以及

[0164]  $\mathbf{V}_{\text{ut}}(k)$  是  $\mathbf{H}_{\text{cup}}(k)$  右本征向量的  $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$  酉阵。

[0165] 类似地，校准后下行链路信道响应矩阵  $\mathbf{H}_{\text{cdn}}(k)$  的奇异值分解可以表示为：

$$[0166] \quad \mathbf{H}_{\text{cdn}}(k) = \mathbf{V}_{\text{ut}}^*(k) \mathbf{\Sigma}(k) \mathbf{U}_{\text{ap}}^T(k), \quad k \in K, \quad (11)$$

[0167] 其中矩阵  $\mathbf{V}_{\text{ut}}^*(k)$  和  $\mathbf{U}_{\text{ap}}^*(k)$  分别是  $\mathbf{H}_{\text{cdn}}(k)$  的左右本征向量的酉阵。

[0168] 如等式 (10) 和 (11) 内示出的，且基于以上描述，对于其他链路，一个链路的左右本征向量矩阵分别是右左本征向量矩阵的复数共轭。为了简洁，对以下描述内的矩阵  $\mathbf{U}_{\text{ap}}(k)$  和  $\mathbf{V}_{\text{ut}}(k)$  的参考可以参考其各种其他形式（例如  $\mathbf{V}_{\text{ut}}(k)$  可以指  $\mathbf{V}_{\text{ut}}(k)$ ， $\mathbf{V}_{\text{ut}}^*(k)$ ， $\mathbf{V}_{\text{ut}}^T(k)$  和  $\mathbf{V}_{\text{ut}}^H(k)$ ）。矩阵  $\mathbf{U}_{\text{ap}}(k)$  和  $\mathbf{V}_{\text{ut}}(k)$  可以由接入点和用户终端相应地用于空间处理，且如其下标表明。

[0169] 在一实施例中，用户终端可以基于由接入点发送的 MIMO 导频而估计校准后下行链路信道响应。用户终端然后可以实行校准后下行链路信道响应估计  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$  的奇异值分解，其中  $k \in K$ ，以获得每个子带的  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$  的左本征向量的对角线矩阵  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  和矩阵  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k)$ 。该奇异值分解可以给出为  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\mathbf{\Sigma}}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^T(k)$ ，其中每个矩阵的帽子符号“ $\hat{\cdot}$ ”指明它是实际矩阵的估计。类似地，接入点可以基于用户终端发送的 MIMO 导频估计校准后上行链路信道响应。接入点可以实现校准后信道响应估计  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  的奇异值分解，其中  $k \in K$ ，以获得每个子带的  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  的左本征向量的对角线矩阵  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  和矩阵  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$ 。该奇异值分解可以给出为  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{\Sigma}}(k) \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^H(k)$ 。接入点和用户终端还可以基于操纵基准获得要求的本征向量，如以下描述。

[0170] 数据传输可以发生在每个上行链路的一个或多个宽带本征模式上。用于数据传输的宽带本征模式的特定数量一般取决于信道条件，且可以以各种方式选择。例如，宽带本征模式可以通过使用尝试最大化总吞吐量的灌水过程而选择，最大化吞吐量是通过 (1) 选择使用一个或多个宽带本征模式的最佳集合，(2) 在选定的宽带本征模式间分配总发射功率。

[0171] MIMO-OFDM 系统因此可以被设计成支持多个操作模式，包括：

[0172] ● 空间多路复用模式 - 用于在多个宽带本征模式上发送数据，以及

[0173] ●波束操纵模式 - 用于在主（最佳）宽带本征模式上发送数据。

[0174] 多个宽带本征模式上的数据传输可以通过用矩阵  $\underline{U}_{ap}(k)$  或  $\underline{V}_{ut}(k)$  内的多个本征向量集合实现空间处理而获得, 其中  $k \in K$  (即每个宽带本征模式一个本征向量集合)。表格 7 总结了接入点和用户终端处以进行数据传输以及空间多路复用模式的空间处理。

[0175] 表格 7- 空间多路复用模式的空间处理

[0176]

	下行链路	上行链路
接入点	发送: $\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^*(k) \underline{s}_{dn}(k)$	接收: $\hat{\underline{s}}_{up}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k)$
用户终端	接收: $\hat{\underline{s}}_{dn}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k)$	发送: $\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k)$

[0177] 在表格 7 中,  $\underline{s}(k)$  是在子带  $k$  的  $N_s$  个本征模式上发送的调制码元的多达  $N_s$  个非零项的“数据”向量,  $\underline{x}(k)$  是子带  $k$  的发射向量,  $\underline{r}(k)$  是子带  $k$  的接收到向量, 且  $\hat{\underline{s}}(k)$  是发送的数据向量  $\underline{s}(k)$  的估计。这些向量的下标“dn”和“up”相应表示下行链路和上行链路传输。

[0178] 在一个宽带本征模式上的数据传输可以通过或是“波束成形”或是“波束操纵”获得。对于波束成形, 对于主宽带本征模式, 调制码元用本征向量  $\hat{\underline{v}}_{ut,1}(k)$  或  $\hat{\underline{u}}_{ap,1}(k)$  集合进行空间处理, 其中  $k \in K$ 。对于波束操纵, 调制码元用  $\tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$  或  $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$  的“归一化”(或“饱和”)本征向量集合经空间处理其中  $k \in K$ 。归一化本征向量  $\tilde{\underline{v}}_{ut}(k)$  和  $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$  可以如以下描述导出。

[0179] 空间多路复用和波束操纵模式的空间处理在前述的临时第 60/421309 和第 60/421428 号美国专利申请序列号内描述。空间多路复用和波束操纵模式的操纵基准如以下描述。

[0180] 4. 操纵基准

[0181] 对于互易信道 (reciprocal) (例如在已经实现校准以考虑接入点和用户终端处的发射 / 接收链之差之后), 操纵基准可以由用户终端发送并由接入点用于获得  $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$  和  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  的估计, 其中  $k \in K$ , 而不需要估计 MIMO 信道或实行奇异值分解。类似地, 操纵基准可以由接入点发送且由用户终端用于获得  $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$  和  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  的估计, 其中  $k \in K$ 。

[0182] 在一实施例中, 操纵基准包括在给定码元周期内在一个宽带本征模式上发送的导频码元集合 (例如 P OFDM 码元), 这是通过用该宽带本征模式的未经归一化或经归一化的本征向量集合进行空间处理而实现的。在另一实施例中, 操纵基准包括在相同码元周期内在多个宽带本征模式上发送的多个导频码元集合, 这是通过用这些宽带本征模式的多个未经归一化或经归一化的本征向量集合进行空间处理而实现的。在任何一种情况下, 操纵基准在接入点处从所有  $N_{ap}$  个天线发送 (对于下行链路), 以及在用户终端处从所有  $N_{ut}$  个天线发送 (对于上行链路)。为了清楚, 以下描述假设操纵基准在给定码元周期内为一个宽带本征模式发送。

[0183] A. 下行链路操纵基准 - 空间多路复用模式

[0184] 对于空间多路复用模式, 在第  $m$  个宽带本征模式上由接入点发送的下行链路操纵基准可以表示为:

$$[0185] \quad \underline{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr},m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}^*(k) p(k), \quad k \in K, \quad (12)$$

[0186] 其中  $\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr},m}(k)$  是第  $m$  个宽带本征模式的第  $k$  个子带的发射向量;

[0187]  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}^*(k)$  是第  $m$  个宽带本征模式的第  $k$  个子带的本征向量; 以及

[0188]  $p(k)$  是要为操纵基准在子带  $k$  上发送的导频码元 (例如如表格 2 内给出的)。

[0189] 操纵向量  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}^*(k)$  是矩阵  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^*(k)$  的第  $m$  列, 其中  $[\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}^*(k) \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},2}^*(k) \dots \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},N_{\text{ap}}}^*(k)]$ 。

[0190] 空间多路复用模式的用户终端处的接收到下行链路操纵基准可以表示为:

$$[0191] \quad \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn},\text{sr},m}(k) = \mathbf{H}_{\text{dn}}(k) \underline{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr},m}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k), \quad k \in K, \quad (13)$$

$$[0192] \quad \approx \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}^*(k) \sigma_m(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k)$$

[0193] 其中  $\sigma_m(k)$  是第  $m$  个宽带本征模式的第  $k$  个子带的奇异值。

[0194] B. 下行链路操纵基准 - 波束操纵模式

[0195] 对于波束操纵模式, 发射机处的空间处理是使用主宽带本征模式的“归一化”本征向量集合实现的。带有归一化本征向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$  的总转移函数不同于带有未经归一化本征向量  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}^*(k)$  的总转移函数 (即  $\mathbf{H}_{\text{dn}}(k) \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}^*(k) \neq \mathbf{H}_{\text{dn}}(k) \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$ )。使用主宽带本征模式的归一化本征向量集合生成的操纵基准然后可以由发射机发送并由接收机用于为波束操纵模式导出匹配滤波器。

[0196] 对于波束操纵模式, 在主宽带本征模式上由接入点发送的下行链路操纵基准可以表示为:

$$[0197] \quad \tilde{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr}}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k) p(k), \quad k \in K, \quad (14)$$

[0198] 其中  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$  是主宽带本征模式的第  $k$  个子带的归一化本征向量, 这可以表示为:

$$[0199] \quad \tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k) = [Ae^{j\theta_{a1}(k)} \quad Ae^{j\theta_{a2}(k)} \quad \dots \quad Ae^{j\theta_{N_{\text{ap}}}(k)}]^\top, \quad (15)$$

[0200] 其中  $A$  是常数 (例如  $A = 1$ ); 且

[0201]  $\theta_{ui}(k)$  是第  $i$  个发射天线的第  $k$  个子带的相位, 这可以给出为:

$$[0202] \quad \theta_{ui}(k) = \angle \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,i}^*(k) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,i}^*(k)\}}{\text{Re}\{\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,i}^*(k)\}} \right) \quad (16)$$

[0203] 如等式 (15) 示出的, 向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$  的  $N_{\text{ap}}$  个元素有相同的幅度, 但相位可能不同。如等式 (16) 内示出的, 向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$  内的每个元素的相位是从向量  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}^*(k)$  的对应元素获得的 (即  $\theta_{ui}(k)$  是从  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,i}^*(k)$  中获得的, 其中  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,2}^*(k) \dots \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1,N_{\text{ap}}}^*(k)$ )。

[0204] 对于波束操纵模式的用户终端处接收到下行链路操纵基准可以表示为:

$$[0205] \quad \tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn},\text{sr}}(k) = \mathbf{H}_{\text{dn}}(k) \tilde{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k), \quad k \in K. \quad (17)$$

$$[0206] \quad \approx \mathbf{H}_{\text{cdn}}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k)$$

[0207] C. 上行链路操纵基准 - 空间多路复用模式

[0208] 对于空间多路复用模式, 由用户终端在第  $m$  个宽带本征模式上发送的上行链路操纵基准可以被表示为:

[0209]  $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up},sr,m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k) p(k)$  ,  $k \in K$ . (18)

[0210] 向量  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k)$  是矩阵  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$  的第  $m$  列, 其中  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k) = [\hat{v}_{\text{ut},1}(k) \ \hat{v}_{\text{ut},2}(k) \ \dots \ \hat{v}_{\text{ut},N_{\text{ut}}}(k)]$ 。

[0211] 空间多路复用模式的接入点处接收到的上行链路操纵基准可以表示为:

[0212]  $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},sr,m}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{\text{up}}(k) \underline{\mathbf{x}}_{\text{up},sr,m}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$  ,  $k \in K$ . (19)

[0213]  $\approx \hat{\mathbf{u}}_{\text{up},m}(k) \sigma_m(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$

[0214] D. 上行链路操纵基准 - 波束操纵模式

[0215] 对于波束操纵模式, 在主宽带本征模式上由用户终端发送的上行链路操纵基准可以表示为:

[0216]  $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}_{\text{up},sr}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k) p(k)$  ,  $k \in K$  (20)

[0217] 主宽带本征模式的第  $k$  个子带的归一化本征向量  $\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k)$  可以表示为:

[0218]  $\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k) = [Ae^{j\theta_{v_1}(k)} \ Ae^{j\theta_{v_2}(k)} \ \dots \ Ae^{j\theta_{v_m}(k)}]^T$  , (21)

[0219] 其中

[0220]  $\theta_{v_i}(k) = \angle \hat{v}_{\text{ut},i}(k) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{\hat{v}_{\text{ut},i}(k)\}}{\text{Re}\{\hat{v}_{\text{ut},i}(k)\}} \right)$  (22)

[0221] 如等式 (22) 内示出的, 向量  $\tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k)$  的每个元素相位从本征向量  $\hat{v}_{\text{ut},i}(k)$  的对应元素获得。

[0222] 波束操纵模式的接入点处接收到上行链路操纵基准可以表示为:

[0223]  $\tilde{\underline{\mathbf{r}}}_{\text{up},sr}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{\text{up}}(k) \tilde{\underline{\mathbf{x}}}_{\text{up},sr}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$  ,  $k \in K$  (23)

[0224]  $\approx \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$

[0225] 表格 8 总结了空间多路复用和波束操纵模式的操纵基准在接入点和用户终端处的空间处理。

[0226] 表格 8- 操纵基准的空间处理

[0227]

	空间多路复用模式	波束操纵模式
接入点	$\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn},sr,m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}^*(k) p(k)$	$\tilde{\underline{\mathbf{x}}}_{\text{dn},sr}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \tilde{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap}}(k) p(k)$
用户终端	$\underline{\mathbf{x}}_{\text{up},sr,m}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k) p(k)$	$\tilde{\underline{\mathbf{x}}}_{\text{up},sr}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \tilde{\underline{\mathbf{v}}}_{\text{ut}}(k) p(k)$

[0228] E. 操纵基准传输

[0229] 对于图 2 内示出的示例帧结构,操纵基准可以在 FCH PDU(对于下行链路)或 RCH PDU(对于上行链路)的前导序列或导频部分内发送。操纵基准可以以各种方式被发送。

[0230] 在一实施例中,对于空间多路复用模式,操纵基准为每个 TDD 帧的一个或多个宽带本征模式发送。在每个 TDD 帧内发送的特定宽带本征模式数量可以取决于操纵基准的持续时间。对于带有四个发射天线的示例设计,表格 9 列出用于不同前导序列大小的 FCH/RCH PDU 的前导序列内的操纵基准的宽带本征模式。

[0231] 表格 9

[0232]

前导序列	使用的宽带本征模式
0 个 OFDM 码元	无前导序列
1 个 OFDM 码元	宽带本征模式 $m$ , 其中 $m = \text{帧计数} \bmod 4$
4 个 OFDM 码元	在前导序列内循环通过所有 4 个宽带本征模式
8 个 OFDM 码元	在前导序列内循环通过所有 4 个宽带本征模式两次

[0233] 如表格 9 内示出,当前导序列大小为四个或八个码元周期时在相同 TDD 帧内为所有四个宽带本征模式发送操纵基准。在第  $n$  个码元周期内由接入点在 FCH PDU 的前导序列内发送的操纵基准可以表示为:

$$[0234] \quad \underline{\mathbf{x}}_{\text{dn},\text{sr},n}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},[(n-1) \bmod 4]+1}^*(k) p(k), k \in K, n \in \{1 \dots L\}, (24)$$

[0235] 其中  $L$  是前导序列大小(例如对于表格 9 内示出的示例设计  $L = 0, 1, 4$  或  $8$ )。

[0236] 第  $n$  个码元周期内由用户终端在 RCH PDU 的前导序列内发送的操纵基准可以表示为:

$$[0237] \quad \underline{\mathbf{x}}_{\text{up},\text{sr},n}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{ut}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},[(n-1) \bmod 4]+1}(k) p(k), k \in K, n \in \{1 \dots L\} (25)$$

[0238] 在等式 (24) 和 (25) 内,四个宽带本征模式通过操纵向量的“mod”操作在每个 4 码元周期内循环。如果信道更快速地改变和/或在需要为合适系统操作快速获得较好信道估计时通信对话早期部分期间,可以使用该方案。

[0239] 在另一实施例中,在每个 TDD 帧内为一个宽带本征模式发送操纵基准。四个宽带本征模式的操纵基准可以循环通过四个 TDD 帧。例如,可以由用户终端为四个连续 TDD 帧使用操纵向量  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},1}(k)$ ,  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},2}(k)$ ,  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},3}(k)$  和  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},4}(k)$ 。在每个 TDD 帧内用于操纵基准的特定操纵向量可以由帧计数器规定,该计数可以在 BCH 消息内发送。该方案允许为 FCH 和 RCH PDU 使用更短的前导序列。然而,可能需要更长的时间周期以获得较好的信道估计。

[0240] 对于波束操纵模式,主宽带本征模式的归一化操纵向量用于操纵基准,如等式 (14) 和 (20) 内示出。操纵基准的持续时间可以基于例如信道条件而选择。

[0241] 当操作在波束操纵模式时,用户终端可以发送多个操纵基准码元,例如一个或多个使用归一化本征向量  $\tilde{\mathbf{v}}_{\text{ut}}(k)$  的码元,一个或多个使用主本征向量的本征向量  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},1}(k)$  的码元以及可能的一个或多个使用其他本征模式的本征向量的码元。用  $\tilde{\mathbf{v}}_{\text{ut}}(k)$  生成的操纵基准码元可以由接入点用于导出上行链路匹配滤波器向量。该向量由接入点用于使用波束操纵实现用户终端发送的上行链路数据传输的匹配滤波。用  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},1}(k)$  生成的操纵基准码元可以用于获得  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}(k)$ , 它可以被用于导出用于下行链路上波束操纵的归一化本征向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{ap}}(k)$ 。对于其他本征模式,用本征向量  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},2}(k)$  到  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},N_s}(k)$  生成的操纵基准码元可以由接入点用于获

得  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,2}(k)$  到  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,N_s}(k)$  以及这些其他本征模式的奇异值估计。信息可以由接入点用于确定为下行链路数据传输是使用空间多路复用模式还是波束操纵模式。

[0242] 对于下行链路,用户终端可以基于校准后下行链路信道响应估计  $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$  为波束操纵模式导出下行链路匹配滤波器向量。特别是,用户终端有来自  $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$  的奇异值分解的  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,1}^*(k)$ , 且可以导出归一化后本征向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$ 。用户终端可以将  $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$  乘以  $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$  以获得  $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$ 。或者,操纵向量可以由接入点使用归一化本征向量  $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$  发送,且该操纵基准可以由用户终端以上述方式处理,以获得波束操纵模式的下行链路匹配滤波器向量。

[0243] F. 操纵基准的子带多路复用

[0244] 对于空间多路复用和波束操纵模式,操纵基准还可以使用子带多路复用在给定码元周期内为多个宽带本征模式发送。使用的子带可以被分成多个不相交子带集合,为操纵基准传输选用的每个宽带本征模式一个集合。每个子带集合然后可以用于为相关的宽带本征模式发送操纵基准。为了简洁,即使操纵基准只在所有可用子带的一子集上被发送,但在此使用“宽带本征模式”一词。

[0245] 例如,操纵基准可以在一个码元周期内在所有四个宽带本征模式上发送。在该情况下,52 个可用子带可以被分成四个不相交集 (例如标为集合 1, 2, 3 和 4), 每个集合包括 13 个子带。每个集合内的 13 个子带可以均匀分布在 52 个可用子带上。主宽带本征模式的操纵基准然后可以在集合 1 的 13 个子带上被发送,第二宽带本征模式的操纵基准可以在集合 2 内的 13 个子带上被发送,第三宽带本征模式的操纵基准可以在集合 3 的 13 个子带上被发送,且第四宽带本征模式的操纵基准可以在集合 4 的 13 个子带上被发送。

[0246] 如果操纵基准对于给定宽带本征模式只在所有可用子带的一子集上被发送,则内插或一些其他技术可以用于获得不用于该宽带本征模式的操纵基准传输的子带估计。

[0247] 一般,多个子带集合可以包括相同或不同数量的子带。例如,包括在每个集合内的子带数量可以取决于与集合相关的宽带本征模式的 SNR (例如可以将更多的子带分配给与较差质量宽带本征模式相关联的集合)。而且,每个集合内的子带可以均匀或不均匀地分布在可用子带上。多个子带集合还可以与相同或不同的导频码元集合相关联。

[0248] 子带多路复用可以用于减少发送操纵基准需要的开销量,这可以改善系统的效率。

[0249] G. 带有操纵基准的信道估计

[0250] 如等式 (13) 示出,在用户终端处,空间多路复用模式的接收的下行链路操纵基准 (在有噪声情况下) 大致为  $\hat{\mathbf{y}}_{u,m}^*(k) \sigma_m(k) \mathbf{p}(k)$ 。类似地,如等式 (19) 示出,在接入点,空间多路复用模式的接收的上行链路操纵基准 (在有噪声情况下) 大致为  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k) \sigma_m(k) \mathbf{p}(k)$ 。接入点因此基于用户终端发送的操纵基准获得  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k)$  和  $\sigma_m(k)$  的估计,反之亦然。

[0251] 各种技术被用于处理操纵基准。为了清楚,以下描述针对上行链路操纵基准处理。接入点处接收到的向量在等式 (19) 内给出,为  $\mathbf{r}_{up,sr,m}(k) \approx \hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k) \sigma_m(k) \mathbf{p}(k)$

[0252] 在一实施例中,为了获得  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k)$  的估计,在第  $m$  个宽带本征模式上发送的操纵基准的接收到向量  $\mathbf{r}_{up,sr,m}(k)$  首先乘以导频码元的复数共轭  $\mathbf{p}^*(k)$ , 它被用于操纵基准。结果然后为每个宽带本征模式在多个接收到操纵基准码元上极积分以获得  $\hat{\mathbf{u}}_{ap,m}(k) \sigma_m(k)$  的估

计,这是第  $m$  个宽带本征模式的  $\hat{H}_{cup}(k)$  的经比例缩放左本征向量。向量  $\hat{u}_{ap,m}(k)$  的  $N_{ap}$  项的每一项基于向量  $r_{up,m}(k)$  的  $N_{ap}$  项的一个而获得,其中  $r_{up,m}(k)$  的  $N_{ap}$  项是从接入点处  $N_{ap}$  个天线接收到的码元。由于本征向量有单位功率,则奇异值  $\sigma_m(k)$  可以基于操纵基准的接收到功率而估计,这可以为每个宽带本征模式的每个子带而测量。奇异值估计  $\hat{\sigma}_m(k)$  然后等于导频码元  $p(k)$  的幅度除以接收到功率的平方根。

[0253] 在另一实施例中,最小均方误差 (MMSE) 技术用于基于操纵基准的接收到向量  $r_{up, sr, m}(k)$  获得向量  $\hat{u}_{ap,m}(k)$  的估计。由于已知导频码元  $p(k)$ , 接入点可以导出  $\hat{u}_{ap,m}(k)$  的估计,使得接收的导频码元 (在对接收到向量  $r_{up, sr, m}(k)$  实现了匹配滤波后获得) 以及发送的导频码元间的均方误差最小化。用于接收机处空间处理的 MMSE 技术的使用在第 09/993087 号美国专利申请序列号中公共描述,题为“Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System”,提交于 2001 年 11 月 6 日。

[0254] 操纵基准在任何给定码元周期内为一个宽带本征模式发送 (不经子带多路复用),且接着可以用于为该宽带本征模式的每个子带获得一个本征向量估计。因此,接收机能够获得任何给定码元周期内酉阵内唯一一个本征向量的估计。由于酉阵的多个本征向量估计是在多个码元周期上获得的,且由于无线信道内的噪声和其他恶化源,酉阵的估计本征向量 (这被单独导出) 不可能相互正交。估计的本征向量可能此后被用于在相同链路上接收的数据传输的匹配滤波和 / 或在其他链路上发送的数据传输的空间处理。在该情况下,这些估计的本征向量间正交性的任何误差会导致在对应本征向量的本征模式上发送的数据流间的串话。串话可能恶化性能。

[0255] 在一实施例内,每个酉阵的估计本征向量被迫相互正交。本征向量的正交性可以使用 Gram-Schmidt 技术或其他技术获得,前者在上述 Gilbert Strang 的参考内详细描述。

[0256] 还可以使用其他处理操纵基准的技术,且这在本发明范围内。

[0257] 接入点因此可以基于用户终端发送的操纵基准估计  $\hat{U}_{ap}(k)$  和  $\hat{\Sigma}(k)$ , 而不需要估计信道响应或实现  $\hat{H}_{cup}(k)$  的奇异值分解。

[0258] 基于下行链路操纵基准在用户终端处估计矩阵  $\hat{V}_{ul}(k)$  和  $\hat{\Sigma}(k)$  的处理 (其中  $k \in K$ ) 可以以类似于以上对于上行链路操纵基准描述的方式实现。

[0259] 对于波束操纵模式,在上行链路上,操纵基准的接收到向量  $\tilde{r}_{up, sr, m}(k)$  可以由接入点以类似方式处理以获得  $\hat{H}_{cup}(k) \tilde{v}_{ul}(k)$  的估计。该估计的共轭转置然后是波束操纵模式内的上行链路传输匹配滤波器。在下行链路上,操纵基准的接收到向量  $\tilde{r}_{dn, sr, m}(k)$  可以由用户终端以类似方式处理以获得  $\hat{H}_{cdn}(k) \tilde{u}_{ap}(k)$  的估计。该估计的共轭转置是波束操纵模式内下行链路传输的匹配滤波器。

## [0260] 5. 载波导频

[0261] 载波导频可以在图 2 内示出的 TDD 帧结构内以各种方式在导频子带上发送。在一实施例中,四个导频序列为每个传输信道重设。因此,在下行链路上,导频序列为 BCH 消息的第一 OFDM 码元重设,为 FCCH 消息的第一 OFDM 码元再次重设,且为在 FCH 上发送的第一 OFDM 码元重设。在另一实施例中,导频序列在每个 TDD 帧的开始处被重设,且按需要被重复。对于该实施例,导频序列可以在 BCH 和 FCH 的前导序列部分停止 (stalled)。载波导频还可以以其他方式被发送,且这在本发明范围内。

## [0262] 6. 导频传输方案

[0263] 以上已描述了四种类型导频,且可以用于 MIMO 和 OFDM 系统。这四种不同的导频类型可以以各种方式发送。

[0264] 图 3 示出示例导频传输方案的下行链路和上行链路导频传输。一般,框 310 对应系统接入阶段,框 320 对应校准阶段,且框 330 对应正常操作阶段。

[0265] 信标导频和 MIMO 导频由接入点在每个 TDD 帧内在下行链路上发送(框 312)以允许系统内所有用户终端获取系统频率和定时并估计下行链路信道(框 314)。框 314 可以按需要实现以接入系统。

[0266] 可以在正常操作前实现校准以校准在接入点和用户终端处发射/接收链之差。对于校准,MIMO 导频可以由接入点和用户终端一起实现(框 322 和 326)。上行链路 MIMO 导频可以由接入点用于导出上行链路信道估计(框 324),且下行链路 MIMO 导频可以由用户终端用于导出或更新下行链路信道的估计(框 328)。下行链路和上行链路信道估计然后被用于为接入点和用户终端导出纠正因子。

[0267] 在正常操作期间,操纵基准可以在上行链路上由用户终端发送,其条件如下两者之一:(1) 如果且当用户终端期望数据传输时,或(2) 如果用户终端被调度进行数据传输(框 332)。上行链路操纵基准可以由接入点用于为用户终端估计相关酉阵和对角矩阵(框 334)。操纵基准可以可选地由接入点发送到用户终端(如虚线框 336 示出)。用户终端可以基于下行链路 MIMO 导频连续地更新其下行链路信道估计并基于下行链路操纵基准更新相关酉阵和对角矩阵(如果发送)(框 338)。载波导频在不用于其他导频的部分期间由接入点(框 340)和用户终端(框 334)在导频子带上发送。下行链路载波导频由用户终端用于跟踪下行链路载波信号相位(框 342),且上行链路载波导频由接入点用于跟踪上行链路载波信号相位(框 346)。

[0268] 对于图 3 内示出的导频传输方案,用户终端基于下行链路 MIMO 导频估计下行链路信道响应并在上行链路上发送操纵基准,该基准然后由接入点用于为用户终端估计相关酉阵和对角矩阵。在一定情况下,用户终端可以获得下行链路信道响应的坏估计,在该情况下,下行链路操纵基准可能同等地糟糕或可能更糟。在最差情况下,用户终端使用的操纵向量会导致指向接入点的波束为零。如果发生这种情况,则接入点不能检测上行链路操纵基准。为了避免该情况,在用户终端检测到接入点不在正确地接收操纵基准情况下,用户终端可能扰动他用于操纵基准的操纵向量的  $N_{\text{ut}}$  个元素相位。例如,如果用户终端指定发送上行链路操纵基准作为系统接入过程的一部分,且如果在特定次数的接入尝试之后没有获得系统接入,则用户终端可能开始扰动操纵向量元素的相位。

[0269] 还可以为 MIMO 和 MIMO-OFDM 系统实现各种其他导频传输方案,且这在本发明范围内。例如,信标和载波导频可以被组合成单个导频,可以用于频率和定时获取以及载波相位跟踪。作为另外一例,活动用户终端可以在上行链路上发送 MIMO 导频而不是操纵基准。

## [0270] IV. MIMO-OFDM 系统

[0271] 图 4 示出 MIMO-OFDM 系统 100 内的接入点 110x 和用户终端 120x 的实施例框图。为了清楚,在该实施例中,接入点 110x 配备有可以用于数据传输和接收的四个天线,且用户终端 120x 还配备有用于数据传输/接收的四个天线。一般,接入点和用户终端每个可以配备有任何数量的发射天线和任何数量的接收天线。



[0272] 在上行链路上,在接入点 110x 处,发射 (TX) 数据处理器 414 从数据源 412 接收话务数据并从控制器 430 接收信令和其他数据。TX 数据处理器 414 对数据格式化、编码、交织以及调制 (即码元映射) 以提供调制码元。TX 空间处理器 420 用导频码元对来自 TX 数据处理器 414 的调制码元多路复用,实现要求的空间处理,并向四个发射天线提供四个发射码元流。

[0273] 每个调制器 (MOD) 422 接收并处理相应发射码元流以提供对应的下行链路已调信号。来自调制器 422a 到 422d 的四个下行链路已调信号然后相应地从天线 424a 到 424d 被发送。

[0274] 在用户终端 120x 处,四个天线 452a 到 452d 接收发送的下行链路已调信号,且每个天线向相应的解调器 (DEMOD) 454 提供接收到信号。每个解调器 454 实现与在调制器 422 处实现的互补的处理并提供接收到码元。接收 (RX) 空间处理器 460 然后对来自所有解调器 454a 到 454d 的接收到码元实现空间处理以提供恢复的码元,这是接入点发送的调制码元估计。RX 数据处理器 470 还处理 (例如码元去映射、去交织以及解码) 恢复码元以提供解码后数据,这些数据然后被提供给数据宿 472 用于存储以及 / 或提供给控制器 480 进行进一步处理。

[0275] 上行链路的处理可以与下行链路的处理相同或不同。数据和信令由 TX 数据处理器 488 处理 (例如编码、交织和调制),用导频码元多路复用,且进一步由 TX 空间处理器 490 进行空间处理。来自 TX 空间处理器 490 的发射码元进一步由调制器 454a 到 454d 处理以生成四个上行链路已调信号,它们然后通过天线 452a 到 452d 被发送。

[0276] 在接入点 410 处,上行链路已调信号由天线 424a 到 424d 接收,由解调器 422a 到 422d 解调,并由 RX 空间处理器 440 和 RX 数据处理器 442 以与在用户终端处实现的互补的方式处理。上行链路的解码后数据可以被提供给数据宿 444 以存储以及 / 或提供给控制器 430 进行进一步处理。

[0277] 控制器 430 和 480 分别在接入点和用户终端处控制各个处理单元的操作。存储器单元 432 和 482 分别存储控制器 430 和 480 所使用的数据和程序代码。

[0278] 图 5 示出可以生成信标导频的 TX 空间处理器 420a,且这可以在图 4 内的 TX 空间处理器 420 内实现。处理器 420a 包括多个信标导频子带处理器 510a 到 510k,每个用于发送信标导频的子带一个。每个子带处理器 510 接收信标导频的导频码元  $b(k)$  以及相关子带的相关矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$ 。

[0279] 在每个子带处理器 510 内,导频码元  $b(k)$  由四个乘法器 514a 到 514d 用来自矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$  的四个纠正因子  $\hat{K}_{ap,1}(k)$  到  $\hat{K}_{ap,4}(k)$  相应经比例缩放。每个乘法器 514 用相应的复数纠正因子实现复数导频码元的复数乘法。来自乘法器 514a 的经比例缩放后导频码元然后被相应提供给四个缓冲器 / 乘法器 520a 到 520d,它们还从其他子带处理器 510 接收经比例缩放的导频码元。每个缓冲器 / 多路复用器 520 将用于信标导频传输的所有子带的经比例缩放导频码元和未使用子带的为零信号值多路复用并为相关联发射天线提供发射码元流。

[0280] 图 6A 示出可以生成 MIMO 导频的 TX 空间处理器 420b 框图。处理器 420b 可以在图 4 内的 TX 空间处理器 420 或 490 内实现,但为了清楚以下描述 TX 空间处理器 420 内的实现。处理器 420b 包括多个 MIMO 导频子带处理器 610a 到 610k,每个用于发送 MIMO 导频

的子带一个。每个子带处理器 610 接收 MIMO 导频的导频码元  $p(k)$  以及相关子带的纠正矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$ 。每个子带处理器 610 还接收四个 Walsh 序列  $w_1$  到  $w_4$ ，它们被分配给在接入点处的四个发射天线。

[0281] 在每个子带处理器 610 内，复数导频码元  $p(k)$  由四个复数乘法器 612a 到 612d 相应地通过四个 Walsh 序列  $w_1$  到  $w_4$  覆盖。覆盖的导频码元进一步由四个复数乘法器 614a 到 614d 用来自矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$  的四个复数纠正因子  $\hat{K}_{ap,1}(k)$  到  $\hat{K}_{ap,4}(k)$  相应地经比例缩放。来自乘法器 614a 到 614d 的经比例缩放后导频码元然后被相应地提供给四个缓冲器 / 乘法器 620a 到 620d。相继处理如以上为图 5 描述的。

[0282] 对于 TX 空间处理器 490 内的处理器 420b 实现，使用的 Walsh 序列数目取决于用户终端处可用的发射天线数目。而且，比例缩放用来自用户终端的矩阵  $\hat{K}_{ut}(k)$  的纠正因子实现。

[0283] 图 6B 示出可以基于接收到 MIMO 导频提供信道响应估计的 RX 空间处理器 460b 的框图。处理器 460b 可以在图 4 的 RX 空间处理器 440 或 460 内实现，但为了清楚以下描述 RX 空间处理器 460 的实现。处理器 460b 包括多个 MIMO 导频子带处理器 650a 到 650k，每个用于 MIMO 导频传输的子带一个。每个 MIMO 导频子带处理器 650 接收向量  $\underline{r}(k)$  以及相关子带的共轭导频码元  $p^*(k)$ 。每个子带处理器 650 还接收分配给接入点处四个发射天线的四个 Walsh 序列  $w_1$  到  $w_4$ 。

[0284] 每个 MIMO 导频子带处理器 650 包括在用户终端处四个接收天线的四个 MIMO 导频子带 / 天线处理器 660a 到 660d。每个处理器 660 接收向量  $\underline{r}(k)$  的一项  $r_i(k)$ 。在每个处理器 660 内，接收到的码元  $r_i(k)$  首先由复数乘法器 662 乘以共轭的导频码元  $p^*(k)$ 。乘法器 662 的输出进一步由四个复数乘法器 664a 到 664d 相应地乘以四个 Walsh 序列  $w_1$  到  $w_4$ 。来自乘法器 664a 到 664d 的输出然后由累加器 666a 到 666d 在 MIMO 导频传输持续时间内相应地累加。每个乘法器 664 和累加器 666 对实现接入点处一个发射天线的去覆盖。来自每个累加器 666 的输出表示子带  $k$  从发射天线  $j$  到接收天线  $i$  的信道增益估计  $\hat{h}_{i,j}(k)$ 。信道响应估计  $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$  (其中  $i = \{1, 2, 3, 4\}$  和  $j = \{1, 2, 3, 4\}$ ) 可以进一步在多个 MIMO 导频传输上进行平均 (未在图 6B 内示出) 以提供更准确的信道响应估计。

[0285] 如图 6B 内示出的，每个 MIMO 导频子带 / 天线处理器 660 为相关联的接收天线  $i$  提供行向量  $\hat{h}_{cdn,i}(k) = [\hat{h}_{i,1}(k) \ \hat{h}_{i,2}(k) \ \hat{h}_{i,3}(k) \ \hat{h}_{i,4}(k)]$ ，其中  $\hat{h}_{cdn,i}(k)$  是下行链路的校准后信道响应估计  $\hat{H}_{cdn}(k)$  的第  $i$  行 (假设接入点应用了其纠正矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$ )。处理器 660a 到 660d 一起提供校准后信道响应矩阵  $\hat{H}_{cdn}(k)$  的四行。

[0286] 图 7A 示出可以生成操纵基准的 TX 空间处理器 420c 框图。处理器 420c 还可以在图 4 内示出的 TX 空间处理器 420 或 490 内实现，但为了清楚以下描述 TX 空间处理器 420 的实现。处理器 420c 包括多个操纵基准子带处理器 710a 到 710k，每个用于发送操纵基准的子带一个。为了为空间多路复用模式生成操纵基准，每个子带处理器 710 为操纵基准在其上发送的每个宽带本征模式接收导频码元  $p(k)$ 、操纵向量  $\hat{u}_{ap,m}^*(k)$ ，并为相关联子带接

收纠正矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$ 。

[0287] 在每个子带处理器 710 内,导频码元  $p(k)$  通过四个复数乘法器 712a 到 712d 相应地乘以第  $m$  个宽带本征模式的操纵向量  $\hat{u}_{ap,m}(k)$  的四个元素  $\hat{u}_{ap,1,m}(k)$  到  $\hat{u}_{ap,4,m}(k)$ 。来自乘法器 712a 到 712d 的输出进一步由四个复数乘法器 714a 到 714d 用来自矩阵  $\hat{K}_{ap}(k)$  的四个纠正因子  $\hat{K}_{ap,1}(k)$  到  $\hat{K}_{ap,4}(k)$  经比例缩放。来自乘法器 714a 到 714d 的经比例缩放码元然后相应地被提供给四个缓冲器 / 乘法器 720a 到 720d。相继处理如以上描述。

[0288] 为了为波束操纵模式生成下行链路上的操纵基准,每个子带处理器 710 会接收归一化的操纵向量  $\tilde{u}_{ap}(k)$ ,而不是未经归一化的操纵向量  $\hat{u}_{ap,m}(k)$ 。对于 TX 空间处理器 490 内的处理器 420c 实现,每个子带处理器 710 会接收 (1) 对空间多路复用模式,用于操纵基准的每个宽带本征模式的操纵向量  $\hat{v}_{u,m}(k)$ ,或 (2) 对于波束操纵模式的操纵向量  $\tilde{v}_{u,m}(k)$ 。如果对操纵基准使用子带多路复用,则多个宽带本征模式的操纵向量可以用于多个子带的不相交集合,如上所述。

[0289] 图 7B 示出可以基于接收到操纵基准提供操纵向量和奇异值估计的 RX 空间处理器 460c。处理器 460c 可以在图 4 内的 RX 空间处理器 440 或 460 内实现,但为了清楚,以下描述在 RX 空间处理器 460 内的实现。处理器 460c 包括多个操纵基准子带处理器 750a 到 750k,每个用于操纵基准传输的子带一个。每个子带处理器 750 接收向量  $r(k)$ ,并为相关子带接收共轭导频码元  $p^*(k)$ 。

[0290] 在每个子带处理器 750 内,接收到向量  $r(k)$  内的四个码元由复数乘法器 762a 到 762d 相应地乘以共轭导频码元  $p^*(k)$ 。乘法器 762a 到 762d 的输出然后由累加器 764a 到 764d 相应地为每个宽带本征模式的操纵基准传输持续时间内累加。如表格 9 内示出的,可以在相同的操纵基准传输内为多个宽带本征模式发送操纵基准,在该情况下,为这些宽带本征模式的每个分开实现累加。然而任何给定宽带本征模式的多个操纵基准码元(这可以在一个或多个操纵基准传输内发送)可以经累加以获得更高的质量估计。累加器 764a 到 764d 提供  $\hat{v}_{u,m}(k) \sigma_m(k)$  的估计的四个元素,如等式 (13) 内示出。

[0291] 由于本征向量有单位功率,每个宽带本征模式的奇异值  $\hat{\sigma}_m(k)$  可以基于操纵基准的接收到功率而估计。功率计算单元 766 接收乘法器 762a 到 762d 的输出并计算对于子带  $k$  的每个本征模式操纵基准的接收到功率  $P_m(k)$ 。奇异值  $\hat{\sigma}_m(k)$  然后等于操纵基准计算的接收到功率的平方根除以导频码元幅度(即  $\hat{\sigma}_m(k) = \sqrt{P_m(k)} / |p(k)|$ ),

[0292] 其中  $P_m(k) = \sum_{i=1}^{N_R} |r_i(k)|^2$ ,且  $r_i(k)$  是接收天线  $i$  的子带  $k$  上接收到的码元。

[0293] 累加器 766a 到 766d 的输出然后由奇异值估计的逆  $\hat{\sigma}_m^{-1}(k)$  以及乘法器 768a 到 768d 相应经比例缩放以为每个本征模式提供操纵向量的估计,

[0294]  $\hat{v}_{u,m}(k) = [\hat{v}_{u,1,m}(k) \quad \hat{v}_{u,2,m}(k) \quad \hat{v}_{u,3,m}(k) \quad \hat{v}_{u,4,m}(k)]$ 。

[0295] 波束操纵的操纵基准处理可能以类似的方式实现。上行链路上操纵基准的处理还可以以类似的方式实现以为每个本征模式获得操纵向量的估计,

[0296]  $\hat{u}_{ap,m}(k) = [\hat{u}_{ap,1,m}(k) \quad \hat{u}_{ap,2,m}(k) \quad \hat{u}_{ap,3,m}(k) \quad \hat{u}_{ap,4,m}(k)]$ 。

[0297] 在此描述的导频可由各种手段来实现。例如,接入点处和用户终端处的各种类型

导频处理可以用硬件、软件或它们的组合来实现。对于硬件实现而言,用于处理导频以进行传输和 / 或接收的元件可以在以下设备内实现:一个或多个应用专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理设备 (DSPD)、可编程逻辑器件 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、设计成执行这里所述功能的其它电子单元、或者它们的组合。

[0298] 对于软件实现而言,各种类型导频的一些处理(例如导频传输的空间处理和 / 或基于接收到导频的信道估计)可以用执行这里所述功能的模块(例如过程、功能等等)来实现。软件代码可以被保存在存储器单元(例如图 4 中的存储器单元 432 或 482)中,并可由处理器(例如控制器 430 或 480)执行。存储器单元可以在处理器内实现或在处理器外实现,在后者情况下,它可以通过各种领域内已知的方式耦合到处理器。

[0299] 这里包括的标题供引用,并且帮助定位特定的章节。这些标题并不限制其下所述概念的范围,这些概念可应用于整篇说明书中的其它章节。

[0300] 上述优选实施例的描述使本领域的技术人员能制造或使用本发明。这些实施例的各种修改对于本领域的技术人员来说是显而易见的,这里定义的一般原理可以被应用于其它实施例中而不使用创造能力。因此,本发明并不限于这里示出的实施例,而要符合与这里揭示的原理和新颖特征一致的最宽泛的范围。

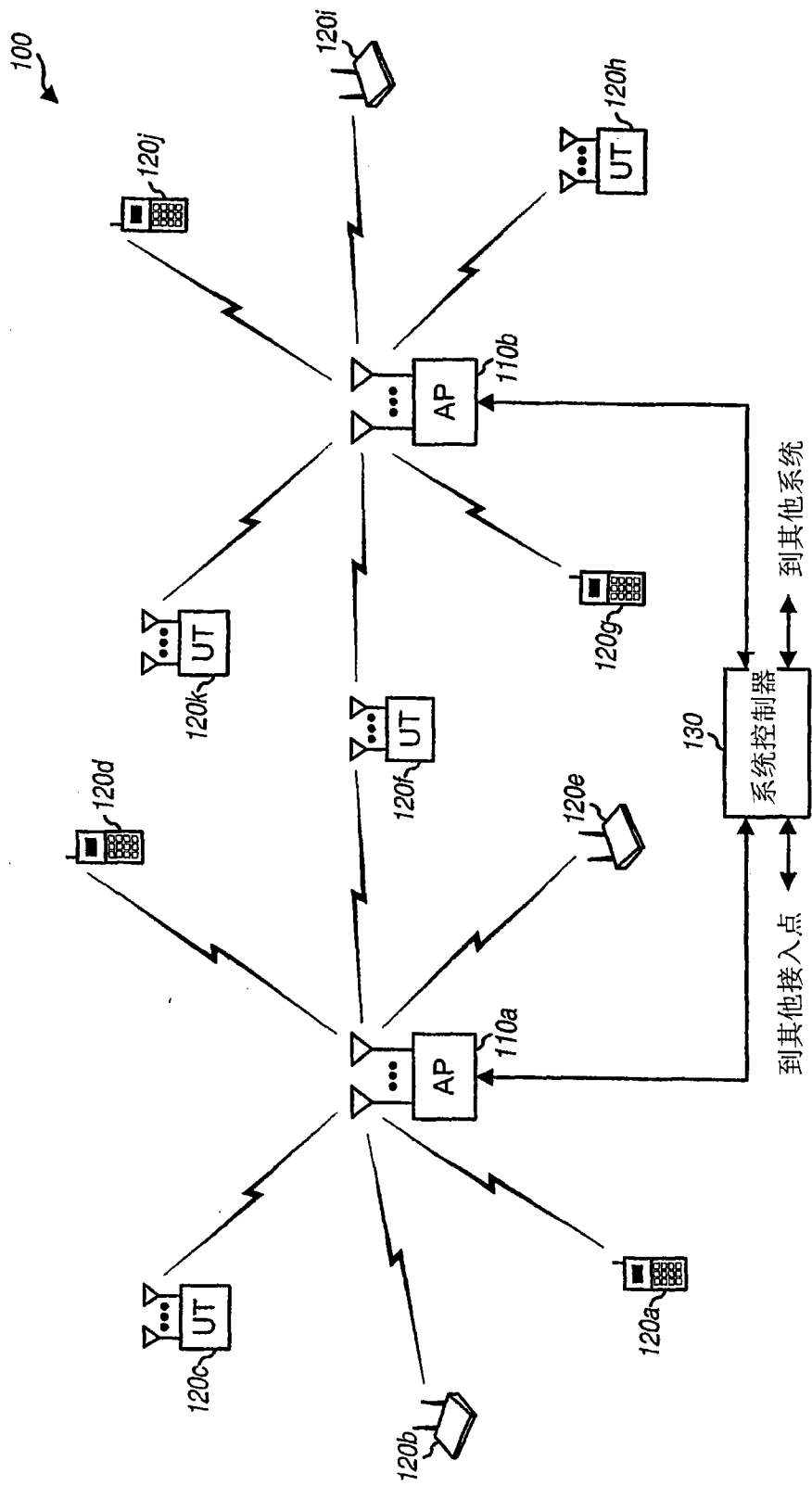


图 1

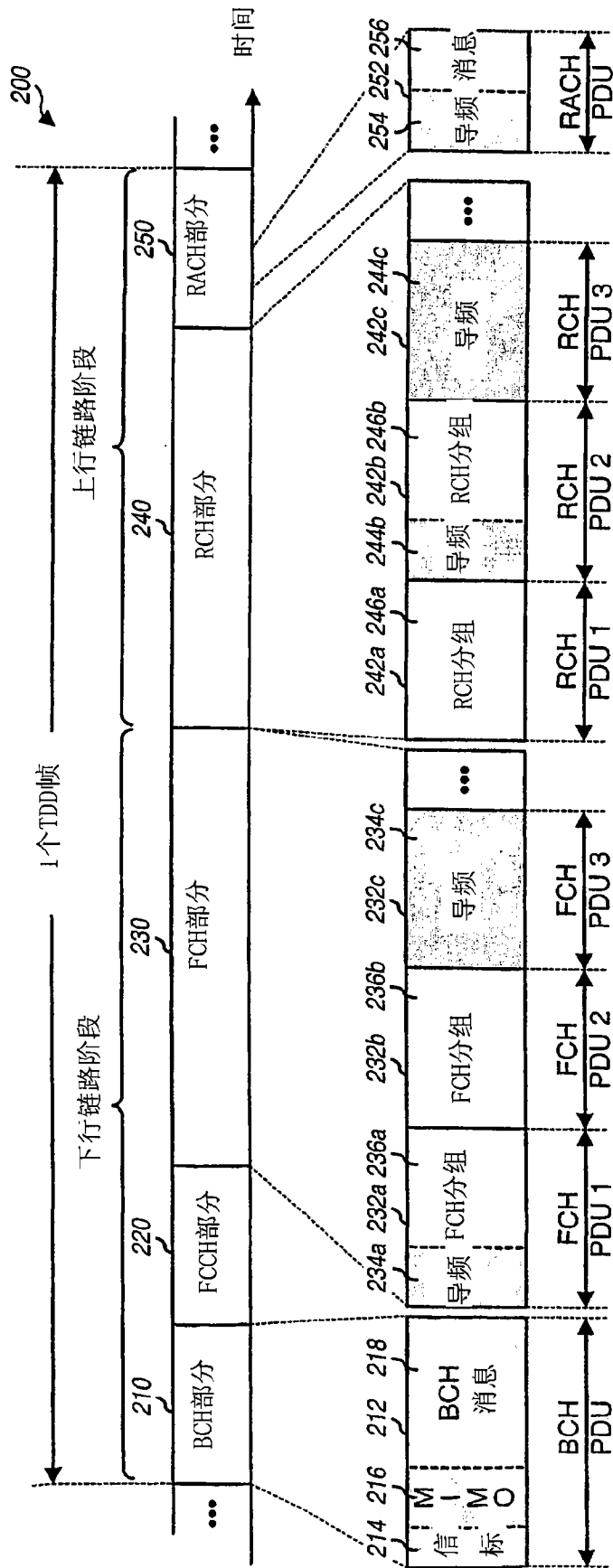


图 2

2

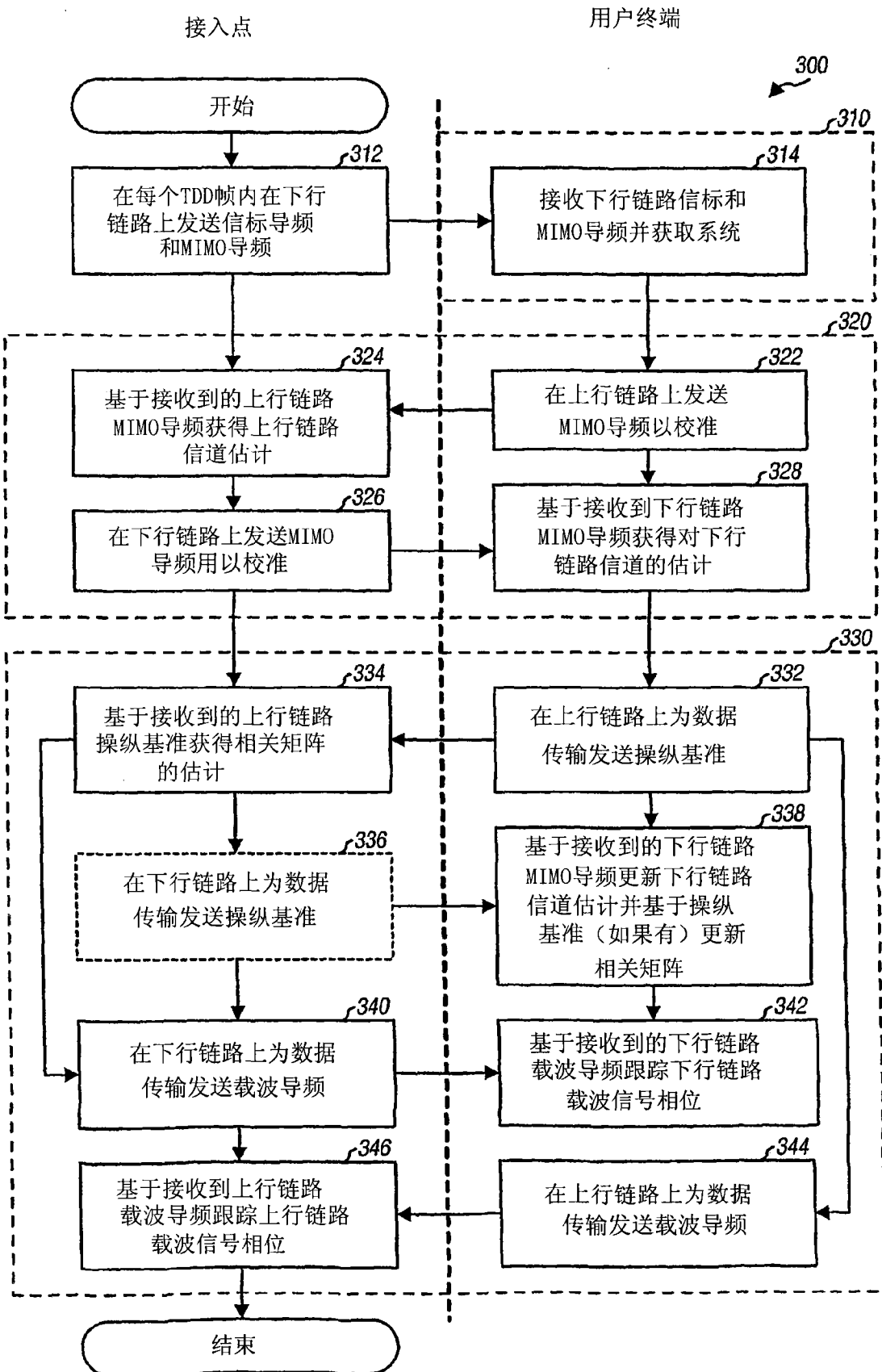


图 3





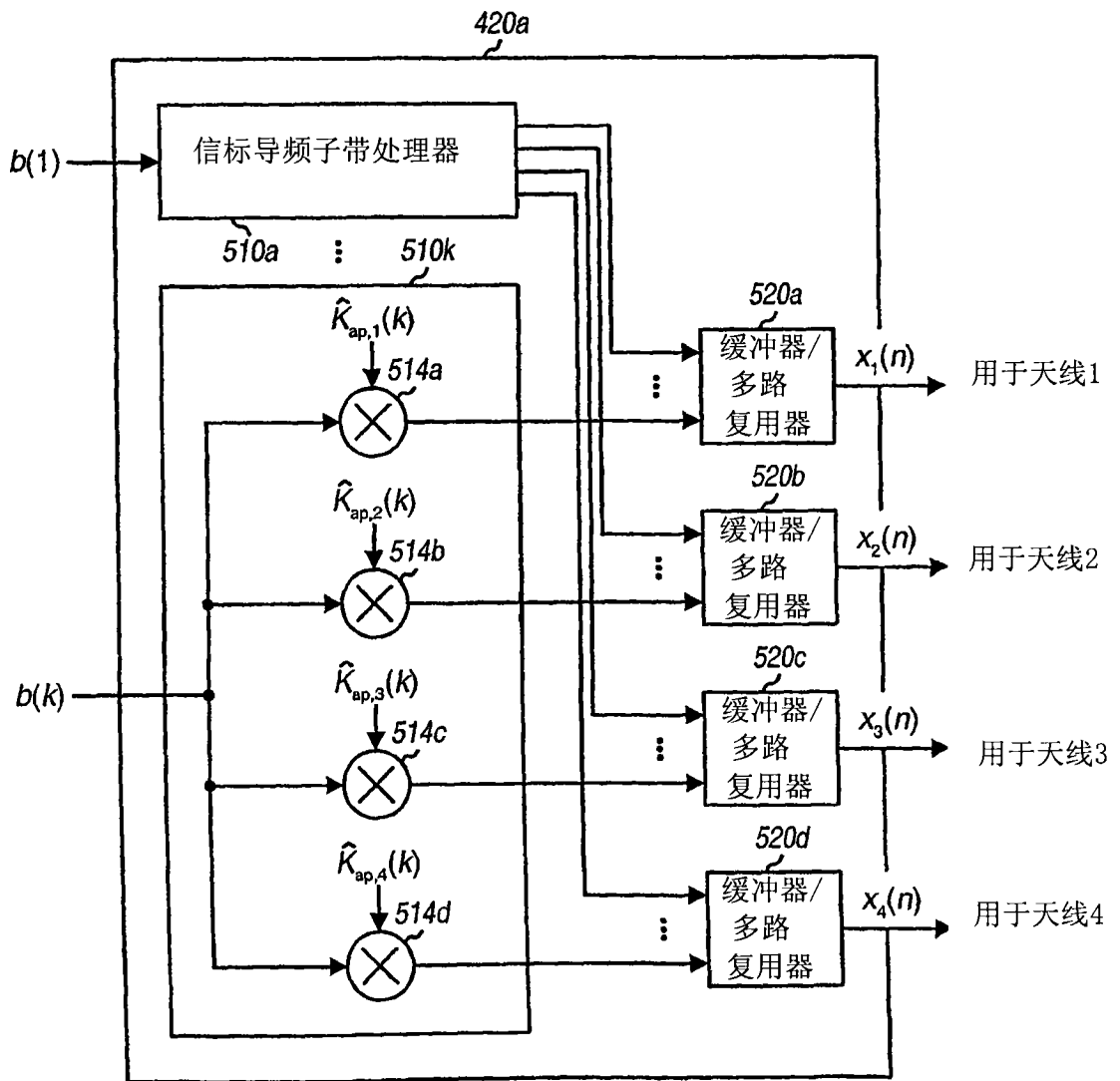


图 5

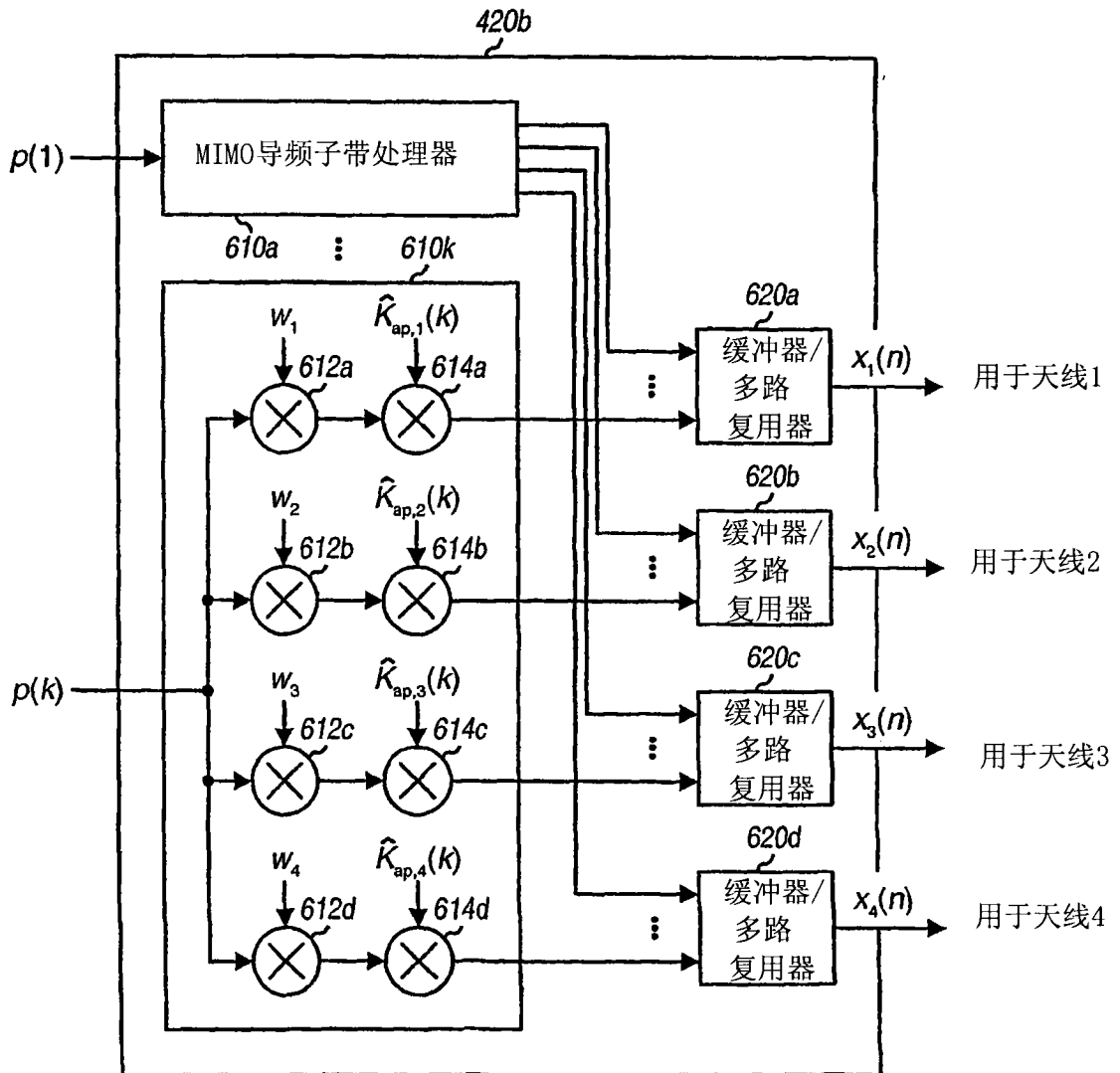


图 6A

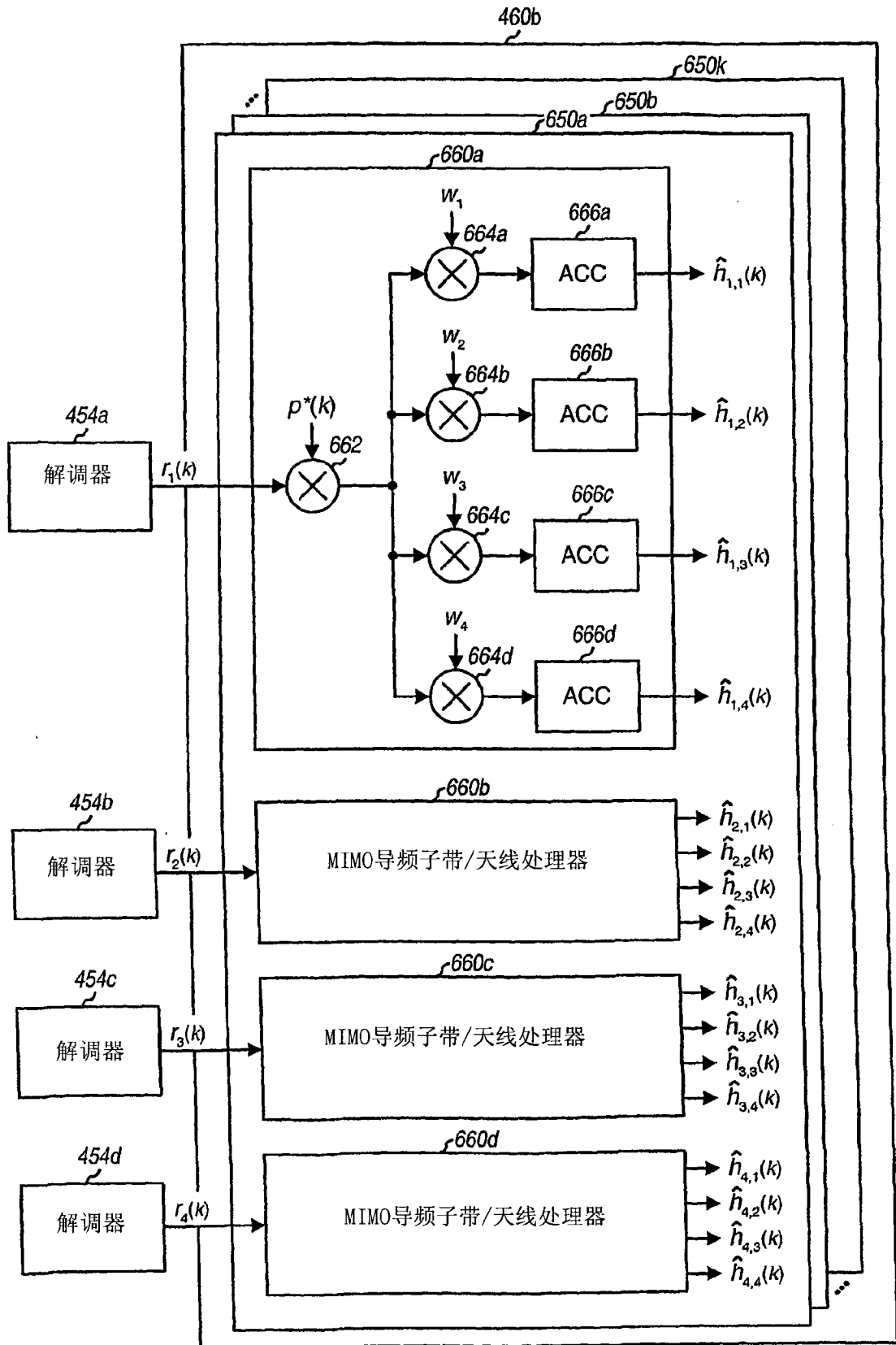


图 6B

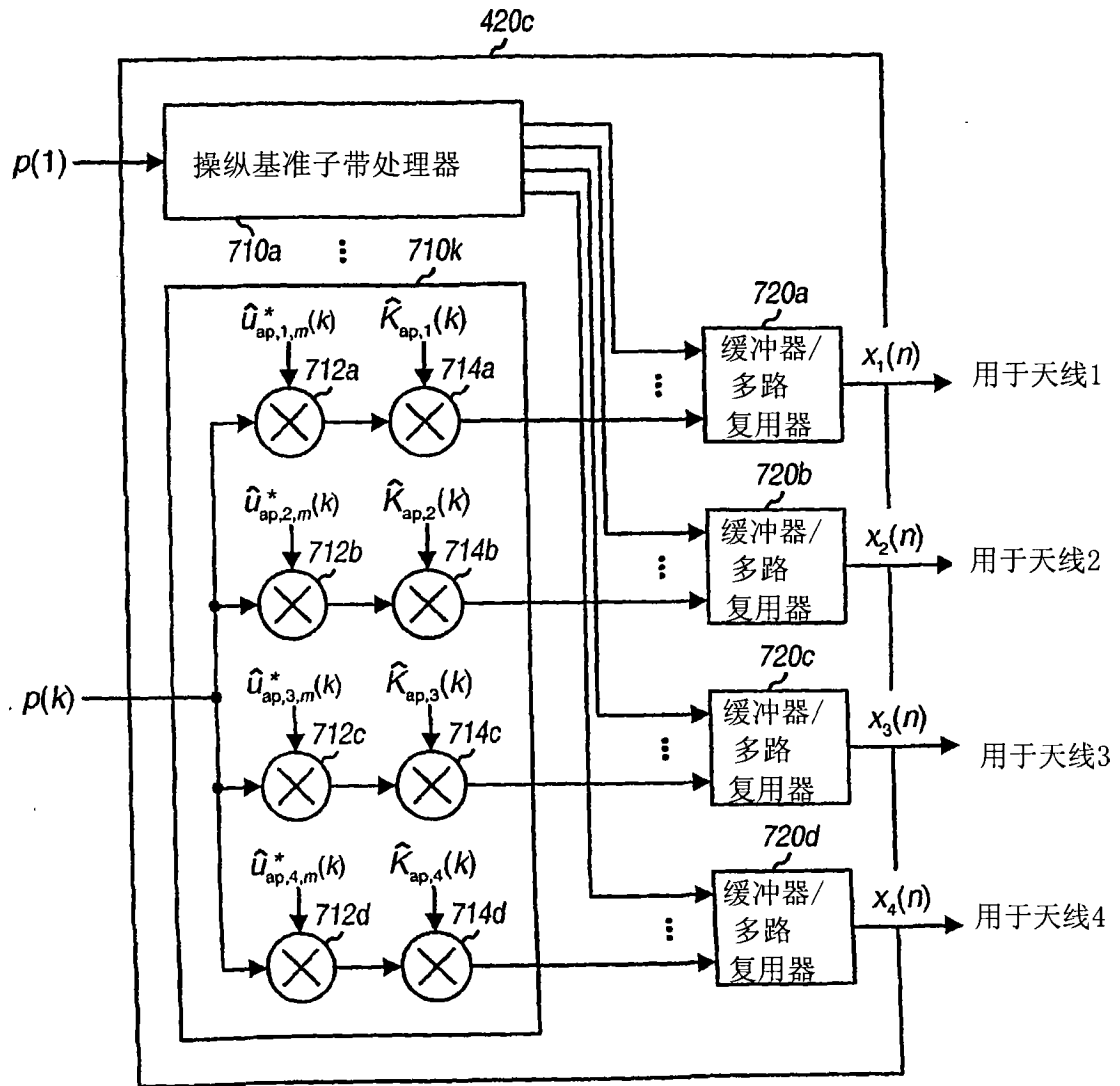


图 7A

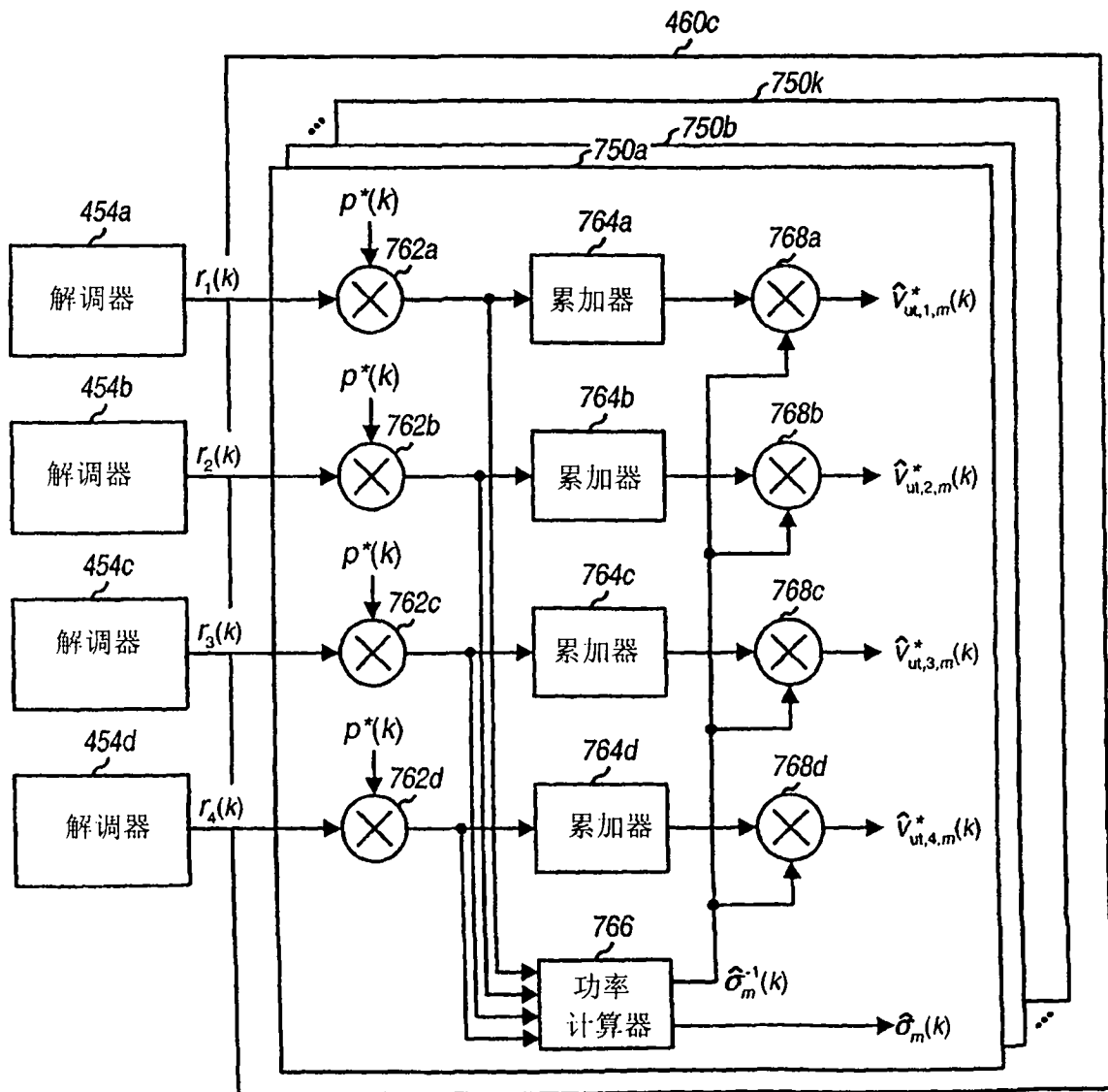


图 7B