



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104737465 B

(45)授权公告日 2018.05.04

(21)申请号 201380051008.4

(22)申请日 2013.09.27

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104737465 A

(43)申请公布日 2015.06.24

(30)优先权数据

61/707,452 2012.09.28 US

61/770,879 2013.02.28 US

61/783,918 2013.03.14 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2015.03.30

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2013/062382 2013.09.27

(87)PCT国际申请的公布数据
W02014/052879 EN 2014.04.03

(73)专利权人 交互数字专利控股公司
地址 美国特拉华州

(72)发明人 P·夏 M·高希 H·姿
R·L·奥勒森 O·奥特莱

(74)专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司 11283
代理人 陈潇潇 刘国平

(51)Int.Cl.

H04B 7/0417(2017.01)

H04B 7/06(2006.01)

H04L 1/00(2006.01)

(56)对比文件

US 2006291544 A1,2006.12.28,

US 2012033592 A1,2012.02.09,

US 2001033622 A1,2001.10.25,

CN 101151816 A,2008.03.26,

CN 101388699 A,2009.03.18,

审查员 丁丽萍

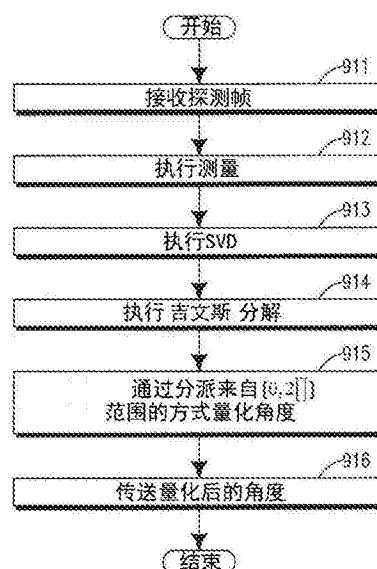
权利要求书3页 说明书39页 附图45页

(54)发明名称

用于WIFI波束成形、反馈以及探测(WIBEAM)的方法

(57)摘要

描述了用于WiFi波束成形、反馈、和探测(WIBEAM)的方法。公开了在无线通信中使用的基于码本的波束成形反馈信令和探测机制。此处描述的方法通过使用基于吉文斯旋转的分解和使用来自 $[0, 2\pi]$ 的子集的范围量化基于吉文斯旋转的分解的结果角度来改进反馈效率。反馈还可以被划分成多个组分以改进反馈效率/准确度。还描述了利用信道互易而同时仍考虑实际射频(RF)信道损失的时域波束成形报告。还公开了根据比特的重要性来优化反馈比特的波束成形反馈。也公开了使得能够使用平滑方法改善信道估计的前导码结构、被用于基于码本的波束成形反馈、和多分辨率显式反馈的码本设计。



1. 一种在无线发射/接收单元WTRU中使用的用于提供波束成形反馈的方法,该方法包括:

接收探测帧;

在所述探测帧上执行第一测量;

在所执行的第一测量上执行第一分解;

在所执行的第一测量上执行第二分解以生成结果角度的集合;

选择所述结果角度的集合的第一子集;

通过执行以下步骤来量化所述结果角度的集合的所述第一子集的每个角度以生成第一量化的角度:

基于与所述结果角度的集合的所述第一子集相关联的第一角度统计来确定第一范围;

向所述结果角度的集合的所述第一子集的第一角度分派所述第一范围;

基于与所述结果角度的集合的所述第一子集相关联的所述第一角度统计来确定第二范围;以及

向所述结果角度的集合的所述第一子集的第二角度分派所述第二范围,其中所述第一范围不同于所述第二范围;

选择所述结果角度的集合的第二子集;

通过执行以下步骤来量化所述结果角度的集合的所述第二子集的每个角度以生成第二量化的角度:

基于与所述结果角度的集合的所述第二子集相关联的第二角度统计来确定第三范围;

向所述结果角度的集合的所述第二子集的第一角度分派所述第三范围;

基于与所述结果角度的集合的所述第二子集相关联的第二角度统计来确定第四范围;以及

向所述结果角度的集合的所述第二子集的第二角度分派所述第四范围,其中所述第三范围不同于所述第四范围;以及

在反馈帧中传送所述第一量化的角度的子集或者所述第二量化的角度的子集中的至少一者。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第一分解是奇异值分解SVD。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第二分解是基于吉文斯旋转的分解。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中所述反馈帧是码本组分反馈帧。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中所述反馈帧包括由另一WTRU监控的传输的结果。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中所述结果角度的集合的所述第一子集与对角矩阵相关联,并且所述结果角度的集合的所述第二子集与吉文斯旋转矩阵相关联。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第一量化的角度的子集或者所述第二量化的角度的子集中的所述至少一者在多个帧中被传送。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中所述反馈帧包括多个子帧,并且其中所述多个子帧中的每个子帧包括独立的循环冗余校验CRC。

9. 根据权利要求1所述的方法,其中所述反馈帧包括多个子帧,并且其中反馈比特基于重要性被分派给所述多个子帧中的每个子帧。

10. 根据权利要求1所述的方法,其中所述反馈帧在多个反馈元素中被传送。

11. 一种被配置用于提供波束成形反馈的无线发射/接收单元WTRU,该WTRU包括:

接收机,被配置成接收探测帧;

处理器,被配置成:

在所述探测帧上执行第一测量;

在所执行的第一测量上执行第一分解;

在所执行的第一测量上执行第二分解以生成结果角度的集合;

选择所述结果角度的集合的第一子集;

量化所述结果角度的集合的所述第一子集的每个角度以生成第一量化的角度,其中所述处理器被配置成量化所述结果角度的集合的所述第一子集的每个角度以生成所述第一量化的角度包括所述处理器被配置成:

基于与所述结果角度的集合的所述第一子集相关联的第一角度统计来确定第一范围;

向所述结果角度的集合的所述第一子集的第一角度分派所述第一范围;

基于与所述结果角度的集合的所述第一子集相关联的所述第一角度统计来确定第二范围;以及

向所述结果角度的集合的所述第一子集的第二角度分派所述第二范围,其中所述第一范围不同于所述第二范围;

选择所述结果角度的集合的第二子集;

量化所述结果角度的集合的所述第二子集的每个角度以生成第二量化的角度,其中所述处理器被配置成量化所述结果角度的集合的所述第二子集的每个角度以生成所述第二量化的角度包括所述处理器被配置成:

基于与所述结果角度的集合的所述第二子集相关联的第二角度统计来确定第三范围;

向所述结果角度的集合的所述第二子集的第一角度分派所述第三范围;

基于与所述结果角度的集合的所述第二子集相关联的第二角度统计来确定第四范围;以及

向所述结果角度的集合的所述第二子集的第二角度分派所述第四范围,其中所述第三范围不同于所述第四范围;以及

发射机,被配置成在反馈帧中传送所述第一量化的角度的子集或者所述第二量化的角度的子集中的至少一者。

12. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述第一分解是奇异值分解SVD。

13. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述第二分解是基于吉文斯旋转的分解。

14. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述反馈帧是码本组分反馈帧。

15. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述反馈帧包括由另一WTRU监控的传输的结果。

16. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述第一量化的角度的子集或者所述第二量化的角度的子集中的所述至少一者在多个帧中被传送。

17. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述反馈帧包括多个子帧,并且其中所述多个子帧中的每个子帧包括独立的循环冗余校验CRC。

18. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述反馈帧包括多个子帧,并且其中反馈比特基于重要性被分派给所述多个子帧中的每个子帧。

19. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述反馈帧在多个反馈元素中被传送。

20. 根据权利要求11所述的WTRU,其中所述结果角度的集合的所述第一子集与对角矩阵相关联,并且所述结果角度的集合的所述第二子集与吉文斯旋转矩阵相关联。

用于WIFI波束成形、反馈以及探测(WIBEAM)的方法

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求2012年9月28日提交的美国临时专利申请No.61/707,452 的权益, 2013年2月28日提交的美国临时专利申请No.61/770,879的权益,以及2013年3月14日提交的美国临时专利申请No.61/783,918的权益,所述申请的内容作为引用目的结合于此。

背景技术

[0003] 当前无线本地局域网(WLAN)系统,诸如IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac 和IEEE 802.11ad在发射机(Tx)和接收机(Rx)处均支持多个发射天线。多个发射和接收天线在接入点(AP)、无线发射/接收单元(WTRU)和其它非WTRU设备中被支持。例如,802.11n支持多达4个发射和4个接收天线,而802.11ac支持多达8个发射和8个接收天线。对于这种系统,发射波束成形(也称作“预编码”)可以被用于改善覆盖区域和/或吞吐量。

[0004] 对于发射波束成形,发射机需要使用信道互易(reciprocity)和/或CSI 反馈在传输之前获取信道的信道状态信息(CSI)(例如幅度/相位)。实际发射波束成形系数则根据信道状态信息被推导。发射机侧CSI越精确,发射波束成形越有利。

[0005] 可以期待未来WLAN规范的需求比当前可用的频谱效率更高。同样,支持大量计量类型控制(MTC)设备的系统需要改进BSS容量。各种常见问题成为实现高频谱效率和容量的阻碍。当前波束成形报告方法导致了显著的反馈开销,由此降低了频谱效率和BSS容量。由此存在对于波束成形、反馈和探测的改进方法的需要。

发明内容

[0006] 描述了用于WiFi波束成形、反馈和探测(WiBEAM)的方法。公开了在无线通信中使用的基于码本的波束成形反馈信令和探测机制。此处描述的方法通过使用基于吉文斯旋转的分解和使用来自 $[0, 2\pi]$ 的子集的范围量化基于吉文斯旋转的分解的结果角度来改进反馈效率。反馈还可以被划分成多个组分以改进反馈效率/准确度。还描述了利用信道互易而同时仍考虑实际射频(RF)信道损失的时域波束成形报告。还公开了根据比特的重要性来优化反馈比特的波束成形反馈。还公开了混合显式/隐式反馈。描述了反馈改进,该反馈改进利用不同优先级划分反馈比特的优先顺序。不同的调制编码方案(MCS)级别可以被用于更好地利用反馈无线电资源。也公开了使得能够使用平滑方法改善信道估计的前导码结构,被用于基于码本的波束成形反馈和多分辨率显式反馈的码本设计。

附图说明

[0007] 从以下描述中可以更详细地理解本发明,这些描述是以实例方式给出的,并且可以结合附图加以理解,其中:

[0008] 图1A为可以在其中实施一个或多个所公开的実施方式的示例通信系统的系统图;

[0009] 图1B为可以在如图1A所示的通信系统中使用的示例无线发射/接收单元(WTRU)的系统图;

- [0010] 图1C为可以在如图1A所示的通信系统中使用的示例无线电接入网络和示例核心网络的系统图；
- [0011] 图2为均匀线性阵列的说明；
- [0012] 图3为用于探测的NDP分组的示例；
- [0013] 图4为用于基于码本的探测和反馈的示例序列交换；
- [0014] 图5A为接收机处的量化操作的说明；
- [0015] 图5B为在发射机中的码字重构过程的说明；
- [0016] 图6A为基于码本的探测帧格式的示例；
- [0017] 图6B为码本组分反馈帧格式的示例；
- [0018] 图7为基于码本的MU-MIMO保护机制的示例；
- [0019] 图8为在MU-MIMO保护/监控周期期间传送的数据分组的PPDU格式；
- [0020] 图9A为在吉文斯旋转之后的不同角度的CDF的说明；
- [0021] 图9B为基于吉文斯旋转和角度统计的示例增强型反馈的高级流程图；
- [0022] 图10为基于吉文斯分解的差分量化的框图；
- [0023] 图11显示了具有4个子载波的频谱分离的 $\delta\Phi$ 的CDF；
- [0024] 图12显示了具有4个子载波的频率分离的 $\delta\psi$ 的CDF；
- [0025] 图13A显示了针对具有频率域信道估计H1的第一子载波组使用差分量化的示例过程的流程图；
- [0026] 图13B显示了针对具有频率域信道估计H2的第二子载波组使用差分量化的示例过程的流程图；
- [0027] 图13C显示了在波束成形器处使用差分量化的示例过程；
- [0028] 图14显示了使用增量BF反馈的MU-MIMO传输的示例；
- [0029] 图15为探测和多组分BF反馈过程的示例；
- [0030] 图16为将每个WTRU的BF反馈组分索引插入NDPA帧的字段中的示例；
- [0031] 图17为将BF反馈组分索引插入NDPA帧中的示例；
- [0032] 图18为使用基于吉文斯旋转的反馈的多路径抽头(tap)的反馈的说明；
- [0033] 图19为用于反馈的帧格式的说明；
- [0034] 图20A为针对下行链路信道在AP侧用于MU-MIMO的收发信机路径的示例；
- [0035] 图20B为针对上行链路信道在AP侧用于MU-MIMO的收发信机路径的示例；
- [0036] 图21为用于MU-MIMO的混合反馈的示例；
- [0037] 图22为针对不均等重要性的不均等保护的说明；
- [0038] 图23为针对用于SU/MU-MIMO的MSB MPDU和用于MU-MIMO的LSB MPDU使用不同CRC的说明；
- [0039] 图24为用于波束成形的示例前导码设计；
- [0040] 图25为用于单用户波束成形的示例信令过程；
- [0041] 图26为在波束成形后的传输中信道平滑的性能的说明；
- [0042] 图27为用于多用户MIMO的信令过程；
- [0043] 图28为具有ZF和LS估计的波束成形后的信道估计MSE；
- [0044] 图29为均匀矩形阵列的说明；

- [0045] 图30为在范围 $[0, 2\pi]$ 中的量化和可用值;
- [0046] 图31为均匀圆形阵列的说明;
- [0047] 图32为分层反馈表述的示例;
- [0048] 图33为从AP到WTRU的多分辨率MAC信令的说明;
- [0049] 图34为被用于指示当前反馈分组的反馈索引的附加反馈信令的说明;
- [0050] 图35为修改后的VHT MIMO控制字段的示例;
- [0051] 图36A为使用压缩后的波束成形的单分辨率反馈分组的示例;
- [0052] 图36B为使用压缩后的波束成形的多分辨率反馈分组的示例;以及
- [0053] 图37为基于多分辨率吉文斯旋转的反馈的示例过程。

具体实施方式

[0054] 图1A为可以在其中实施一个或者多个所公开实施方式的示例通信系统100的图例。通信系统100可以是诸如语音、数据、视频、消息、广播等之类的内容提供给多个无线用户的多接入系统。通信系统100可以通过系统资源(包括无线带宽)的共享使得多个无线用户能够访问这些内容。例如,通信系统100可以使用一个或多个信道接入方法,例如码分多址(CDMA)、时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)、正交FDMA(OFDMA)、单载波FDMA(SC-FDMA)等等。

[0055] 如图1A所示,通信系统100可以包括无线发射/接收单元(WTRU) 102a、102b、102c、102d、无线电接入网络(RAN) 104、核心网络106、公共交换电话网(PSTN) 108、因特网110、和其他网络112,但可以理解的是所公开的实施方式涵盖任意数量的WTRU、基站、网络 and/或网络元件。WTRU 102a、102b、102c、102d中的每一个可以是配置成在无线环境中操作和/或通信的任何类型的设备。作为示例,WTRU 102a、102b、102c、102d可以被配置成发送和/或接收无线信号,并且可以包括用户设备(UE)、移动站、固定或移动用户单元、寻呼机、蜂窝电话、个人数字助理(PDA)、智能电话、便携式电脑、上网本、个人计算机、无线传感器、消费电子产品等等。

[0056] 通信系统100还可以包括基站114a和基站114b。基站114a, 114b 中的每一个可以是配置成与WTRU 102a、102b、102c、102d中的至少一者无线交互,以便于接入一个或多个通信网络(例如核心网络106、因特网110和/或网络112)的任何类型的装置。例如,基站114a、114b可以是基站收发信站(BTS)、节点B、e节点B、家用节点B、家用e节点B、站点控制器、接入点(AP)、无线路由器以及类似装置。尽管基站114a、114b每个均被描述为单个元件,但是可以理解的是基站114a、114b可以包括任何数量的互联基站和/或网络元件。

[0057] 基站114a可以是RAN 104的一部分,该RAN 104还可以包括诸如站点控制器(BSC)、无线电网络控制器(RNC)、中继节点之类的其他基站和/或网络元件(未示出)。基站114a和/或基站114b可以被配置成传送和/或接收特定地理区域内的无线信号,该特定地理区域可以被称作小区(未示出)。小区还可以被划分成小区扇区。例如与基站114a相关联的小区可以被划分成三个扇区。因此,在一种实施方式中,基站114a可以包括三个收发信机,即针对所述小区的每个扇区都有一个收发信机。在另一实施方式中,基站114a可以使用多输入多输出(MIMO)技术,并且由此可以使用针对小区的每个扇区的多个收发信机。

[0058] 基站114a, 114b可以通过空中接口116与WTRU 102a、102b、102c、102d中的一者或

多者通信,该空中接口116可以是任何合适的无线通信链路(例如射频(RF)、微波、红外(IR)、紫外(UV)、可见光等)。空中接口116可以使用任何合适的无线电接入技术(RAT)来建立。

[0059] 更为具体地,如前所述,通信系统100可以是多接入系统,并且可以使用一个或多个信道接入方案,例如CDMA、TDMA、FDMA、OFDMA、SC-FDMA以及类似的方案。例如,在RAN 104中的基站114a和WTRU 102a、102b、102c可以实施诸如通用移动通信系统(UMTS)陆地无线电接入(UTRA)之类的无线电技术,其可以使用宽带CDMA(WCDMA)来建立空中接口116。WCDMA可以包括诸如高速分组接入(HSPA)和/或演进型HSPA(HSPA+)。HSPA可以包括高速下行链路分组接入(HSDPA)和/或高速上行链路分组接入(HSUPA)。

[0060] 在另一实施方式中,基站114a和WTRU 102a、102b、102c可以实施诸如演进型UMTS陆地无线电接入(E-UTRA)之类的无线电技术,其可以使用长期演进(LTE)和/或高级LTE(LTE-A)来建立空中接口116。

[0061] 在其它实施方式中,基站114a和WTRU 102a、102b、102c可以实施诸如IEEE 802.16(即全球微波互联接入(WiMAX))、CDMA2000、CDMA2000 1x、CDMA2000EV-DO、临时标准2000(IS-2000)、临时标准95(IS-95)、临时标准856(IS-856)、全球移动通信系统(GSM)、增强型数据速率GSM演进(EDGE)、GSM EDGE(GERAN)之类的无线电技术。

[0062] 举例来讲,图1A中的基站114b可以是无线路由器、家用节点B、家用e节点B或者接入点,并且可以使用任何合适的RAT,以用于促进在诸如公司、家庭、车辆、校园之类的局部区域的通信连接。在一种实施方式中,基站114b和WTRU 102c、102d可以实施诸如IEEE 802.11之类的无线电技术以建立无线局域网(WLAN)。在另一种实施方式中,基站114b和WTRU 102c、102d可以实施诸如IEEE 802.15之类的无线电技术以建立无线个人局域网(WPAN)。在又一种实施方式中,基站114b和WTRU 102c、102d可以使用基于蜂窝的RAT(例如WCDMA、CDMA2000、GSM、LTE、LTE-A等)以建立超微型(picocell)小区和毫微微小区(femtocell)。如图1A所示,基站114b可以具有至因特网110的直接连接。因此,基站114b不必经由核心网络106来接入因特网110。

[0063] RAN 104可以与核心网络106通信,该核心网络可以是被配置成将语音、数据、应用程序和/或网际协议上的语音(VoIP)服务提供到WTRU 102a、102b、102c、102d中的一者或多者的任何类型的网络。例如,核心网络106可以提供呼叫控制、账单服务、基于移动位置的服务、预付费呼叫、网际互联、视频分配等,和/或执行高级安全性功能,例如用户验证。尽管图1A中未示出,需要理解的是RAN 104和/或核心网络106可以直接或间接地与其他RAN进行通信,这些其他RAT可以使用与RAN 104相同的RAT或者不同的RAT。例如,除了连接到可以采用E-UTRA无线电技术的RAN 104,核心网络106也可以与使用GSM无线电技术的其他RAN(未示出)通信。

[0064] 核心网络106也可以用作WTRU 102a、102b、102c、102d接入PSTN 108、因特网110和/或其他网络112的网关。PSTN 108可以包括提供普通老式电话服务(POTS)的电路交换电话网络。因特网110可以包括互联计算机网络的全球系统以及使用公共通信协议的装置,所述公共通信协议例如是传输控制协议(TCP)/网际协议(IP)因特网协议套件的中的TCP、用户数据报协议(UDP)和IP。网络112可以包括由其他服务提供方拥有和/或操作的无线或有线通信网络。例如,网络112可以包括连接到一个或多个RAN的另一核心网络,这些RAN可以

使用与RAN 104相同的RAT或者不同的RAT。

[0065] 通信系统100中的WTRU 102a、102b、102c、102d中的一些或者全部可以包括多模式能力,即WTRU 102a、102b、102c、102d可以包括用于通过不同通信链路与不同的无线网络进行通信的多个收发信机。例如,如图1A所示的WTRU 102c可以被配置成与使用基于蜂窝的无线电技术的基站114a进行通信,并且与使用IEEE 802无线电技术的基站114b进行通信。

[0066] 图1B为示例WTRU 102的系统框图。如图1B所示,WTRU 102可以包括处理器118、收发信机120、发射/接收元件122、扬声器/麦克风124、键盘126、显示屏/触摸板128、不可移除存储器130、可移除存储器132、电源134、全球定位系统芯片组136和其他外围设备138。需要理解的是,在保持与实施方式一致的同时,WTRU 102可以包括上述元件的任何子集。

[0067] 处理器118可以是通用目的处理器、专用目的处理器、常规处理器、数字信号处理器(DSP)、多个微处理器、与DSP核心相关联的一个或多个微处理器、控制器、微控制器、专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)电路、其他任何类型的集成电路(IC)、状态机等。处理器118可以执行信号编码、数据处理、功率控制、输入/输出处理、和/或使得WTRU 102能够操作在无线环境中的其他任何功能。处理器118可以耦合到收发信机120,该收发信机120可以耦合到发射/接收元件122。尽管图1B中将处理器118和收发信机120描述为独立的组件,但是可以理解的是处理器118和收发信机120可以被一起集成到电子封装或者芯片中。

[0068] 发射/接收元件122可以被配置成通过空中接口116将信号传送到基站(例如基站114a),或者从基站(例如基站114a)接收信号。例如,在一种实施方式中,发射/接收元件122可以是配置成传送和/或接收RF信号的天线。在另一实施方式中,发射/接收元件122可以是配置成传送和/或接收例如IR、UV或者可见光信号的发射器/检测器。在又一实施方式中,发射/接收元件122可以被配置成传送和接收RF信号和光信号两者。需要理解的是发射/接收元件122可以被配置成传送和/或接收无线信号的任意组合。

[0069] 此外,尽管发射/接收元件122在图1B中被描述为单个元件,但是WTRU 102可以包括任何数量的发射/接收元件122。更特别地,WTRU 102可以使用MIMO技术。因此,在一种实施方式中,WTRU 102可以包括两个或更多个发射/接收元件122(例如多个天线)以用于通过空中接口116发射和接收无线信号。

[0070] 收发信机120可以被配置成对将由发射/接收元件122发送的信号进行调制,并且被配置成对由发射/接收元件122接收的信号进行解调。如以上所述,WTRU 102可以具有多模式能力。因此,收发信机120可以包括多个收发信机以用于使得WTRU 102能够经由多RAT进行通信,例如UTRA和IEEE 802.11。

[0071] WTRU 102的处理器118可以被耦合到扬声器/麦克风124、键盘126和/或显示屏/触摸板128(例如,液晶显示(LCD)单元或者有机发光二极管(OLED)显示单元),并且可以从上述装置接收用户输入数据。处理器118还可以向扬声器/麦克风124、键盘126和/或显示屏/触摸板128输出数据。此外,处理器118可以访问来自任何类型的合适的存储器中的信息,以及向任何类型的合适的存储器中存储数据,所述存储器例如可以是不可移除存储器130和/或可移除存储器132。不可移除存储器130可以包括随机接入存储器(RAM)、可读存储器(ROM)、硬盘或者任何其他类型的存储器存储装置。可移除存储器132可以包括用户标识模块(SIM)卡、记忆棒、安全数字(SD)存储卡等类似装置。在其它实施方式中,处理器118可

以访问来自物理上未位于WTRU 102上而位于服务器或者家用计算机(未示出)上的存储器的数据,以及向上述存储器中存储数据。

[0072] 处理器118可以从电源134接收功率,并且可以被配置成将功率分配给WTRU 102中的其他组件和/或对至WTRU 102中的其他组件的功率进行控制。电源134可以是任何适用于给WTRU 102加电的装置。例如,电源134可以包括一个或多个干电池(镍镉(NiCd)、镍锌(NiZn)、镍氢(NiMH)、锂离子(Li-ion)等)、太阳能电池、燃料电池等。

[0073] 处理器118还可以耦合到GPS芯片组136,该GPS芯片组136可以被配置成提供关于WTRU 102的当前位置的位置信息(例如经度和纬度)。作为来自GPS芯片组136的信息的补充或者替代,WTRU 102可以通过空中接口116从基站(例如基站114a,114b)接收位置信息,和/或基于从两个或更多个相邻基站接收到的信号的定时来确定其位置。需要理解的是,在保持与实施方式一致的同时,WTRU 102可以通过任何合适的位置确定方法来获取位置信息。

[0074] 处理器118还可以耦合到其他外围设备138,该外围设备138可以包括提供附加特征、功能性和/或无线或有线连接的一个或多个软件和/或硬件模块。例如,外围设备138可以包括加速度计、电子指南针(e-compass)、卫星收发信机、数码相机(用于照片或者视频)、通用串行总线(USB)端口、震动装置、电视收发信机、免持耳机、蓝牙模块、调频(FM)无线电单元、数字音乐播放器、媒体播放器、视频游戏播放器模块、因特网浏览器等等。

[0075] 图1C为根据一种实施方式的RAN 104和核心网络106的系统框图。如上所述,RAN 104可以使用E-UTRA无线电技术通过空中接口116与WTRU 102a、102b、102c通信。RAN 104还可以与核心网络106通信。

[0076] RAN 104可以包含e节点B 140a、140b、140c,尽管应该理解的是RAN 104可以包含任意数量的e节点B而仍然与实施方式保持一致。e节点B 140a、140b、140c每个可以包含一个或多个收发信机,该收发信机通过空中接口116来与WTRU 102a、102b、102c通信。在一种实施方式中,e节点B 140a、140b、140c可以使用MIMO技术。由此,e节点B 140a例如可以使用多个天线来传送无线信号至WTRU 102a并且从WTRU 102a中接收无线信号。

[0077] e节点B 140a、140b、140c中的每个可以与特定单元(未示出)相关联并且可以被配置成在上行链路和/或下行链路中处理无线电资源管理决定、切换决定、用户调度等。如图1C中所示,e节点B 140a、140b、140c可以通过X2接口彼此进行通信。

[0078] 图1C中所示的核心网络106可以包括移动性管理实体网关(MME) 142、服务网关144、和分组数据网络(PDN)网关146。尽管上述元素中的每个被描述为核心网络106的一部分,但是应该理解的是这些元素中的任何一个可以被除了核心网络运营商以外的实体拥有和/或运营。

[0079] MME 142可以通过S1接口被连接到RAN 104中的e节点B 142a、142b、142c中的每个并且可以作为控制节点。例如,MME 142可以负责认证WTRU 102a、102b、102c的用户、承载激活/去激活、在WTRU 102a、102b、102c的初始附着期间选择特定服务网关等。MME 142也可以为RAN 104与使用其他无线电技术(例如GSM或WCDMA)的RAN(未示出)之间的交换提供控制平面功能。

[0080] 服务网关144可以通过S1接口被连接到RAN 103中的e节点B 140a、140b、140c的每个。服务网关144通常可以路由和转发用户数据分组至WTRU 102a、102b、102c,或者路由和转发来自WTRU 102a、102b、102c的用户数据分组。服务网关144也可以执行其他功能,例

如在e节点B间切换期间锚定用户平面、当下行链路数据可用于WTRU 102a、102b、102c 时触发寻呼、为WTRU 102a、102b、102c管理和存储上下文等等。

[0081] 服务网关144也可以被连接到PDN网关146,该PDN网关146可以向WTRU 102a、102b、102c提供至分组交换网络(例如因特网110)的接入,从而便于WTRU 102a、102b、102c与IP使用设备之间的通信。无线局域网(WLAN) 155的接入路由器(AR) 150可以与因特网110通信。AR 150可以便于AP 160a、160b和160c之间的通信。AP 160a、160b 和160c可以与STA 170a、170b和170c通信。

[0082] 核心网络106可以促进与其他网络之间的通信。例如,核心网络106 可以向WTRU 102a、102b、102c提供至电路交换网络(例如PSTN 108) 的接入,从而便于WTRU 102a、102b、102c与传统陆线通信设备之间的通信。例如,核心网络106可以包括,或可以与下述通信:作为核心网络 106和PSTN 108之间接口的IP网关(例如,IP多媒体子系统(IMS) 服务)。另外,核心网络106可以向提供WTRU 102a、102b、102c至网络 112的接入,该网络112可以包含被其他服务提供商拥有和/或运营的其他有线或无线网络。

[0083] 在架构基础服务集(BSS)模式的WLAN具有用于BSS的接入点(AP) 以及与所述AP关联的一个或多个WTRU。AP典型地具有至分布系统(DS) 或承载业务进出BSS的另一类型的有线/无线网络的接入或接口。源自BSS 外部的至WTRU的业务通过AP到达并且被递送到WTRU。源自WTRU 至BSS外部的目的地的业务被发送到AP以递送到各个目的地。BSS中的 WTRU之间的业务还通过AP发送,其中源WTRU发送业务到AP并且 AP递送业务到目的WTRU。BSS中的WTRU之间的业务是端对端业务。这种端对端业务还使用802.11e DLS或802.11z隧道DLS(TDLS) 利用直接链路设置(DLS) 在源和目的WTRU之间直接发送。使用独立BSS (IBSS) 模式的WLAN没有彼此直接通信的AP和/或WTRU。这一模式的通信被称作“ad-hoc”通信模式。

[0084] 使用802.11ac架构操作模式,AP可以在固定信道上传送信标,该固定信道通常是主信道。这一信道可以为20MHz宽,并且是BSS的操作信道。这一信道还由WTRU使用以建立于AP的连接。在802.11系统中的基础信道接入机制是具有冲突避免的载波感测多接入(CSMA/CA)。在这一操作模式中,每个WTRU,包括AP,将感测主信道。如果信道被检测为忙,WTRU 退避(back off)。由此仅一个WTRU可以在给定BSS中在给定时间传送。

[0085] 在802.11ac中,甚高吞吐量(VHT)WTRU可以支持20MHz、40MHz、80MHz、和160MHz宽的信道。类似于如上描述的802.11n,40MHz 和80MHz信道通过组合连续的20MHz信道而形成。例如,160MHz信道可以通过组合8个连20MHz信道,或者通过组合两个非连续80MHz信道来形成,这被称作80+80配置。对于80+80配置,在信道编码后,数据通过分段解析器传递,该分段解析器将其划分为两个流。逆快速傅里叶变换(IFFFT)和时域处理在每个流上独立完成。所述流随后被映射到两个信道上,并且数据被传送。在接收机处,这一机制被反向,组合后的数据被发送到MAC。

[0086] 子1GHz操作模式由802.11af和802.11ah支持。对于这些规范,信道操作带宽相对于在支持TV白空间(TVWS) 频谱中的5MHz、10MHz、和20MHz带宽的802.11ac、802.11af和支持使用非TVWS频谱的1 MHz、2MHz、4MHz、8MHz、和16MHz带宽的802.11ah中使用的那些有所减少。对于802.11ah的可能使用情况是支持宏覆盖区域中的计量类型控制(MTC) 设备。MTC设备具有有限能力,包括仅支持有限带宽,但是他们也包括对于非常长的电池寿命的需求。

[0087] 支持多个信道和多个带宽的WLAN系统,诸如802.11n、802.11ac、802.11af、和

802.11ah, 包括被指派为主信道的信道。主信道可以但并不必须具有等于由BSS中的所有WTRU支持的最大公共操作带宽的带宽。主信道的带宽由此受操作在BSS中的所有WTRU之外的WTRU的限制, 其支持最小带宽操作模式。在802.11ah的示例中, 如果存在仅支持1MHz模式的WTRU (例如IMTC类型设备), 即使AP和BSS中的其它WTRU支持2MHz、4MHz、8MHz、16MHz或其它信道带宽操作模式, 主信道可以是1MHz宽。所有的载波感测和NAV设置取决于主信道的状态, 即如果主信道忙, 例如由于仅支持1MHz操作模式的WTRU传送到AP, 则所有的可用频带被视为忙, 即使他们中的大多数空闲且可用。

[0088] 在美国, 可由802.11ah使用的可用频带范围从902MHz到928MHz。在韩国, 频段范围从917.5MHz到923.5MHz; 以及在日本频段范围从 916.5MHz to 927.5MHz。对于802.11ah的总可用带宽根据国家代码为从 6MHz到26MHz。

[0089] 当前WLAN系统包括802.11n/ac和802.11ad。这些系统在发射机(Tx) 和接收机(Rx) 处均支持多个发射天线, 包括WTRU和非WTRU设备。例如802.11n支持多达4个接收天线, 以及802.11ac支持多达8个发射和 8个接收天线。对于这种系统, 发射波束成形(预编码) 可以被用于改善覆盖区域、吞吐量或两者。

[0090] 对于发射波束成形(预编码), 发射机需要使用信道互易、CSI反馈或两者在传输之前获取信道的信道状态信息(CSI) (例如幅度/相位)。实际发射波束成形系数则可以基于信道状态信息被推导。发射机侧信道状态信息越精确, 发射波束成形(预编码) 越有利。

[0091] 在波束成形反馈中的一个问题是反馈具有极大的开销。反馈信息可能以角度形式, 当作为矩阵V时表示至AP的压缩后的波束成形反馈报告。标量(scalar) 量化可以被用于量化角度, 其可以是在有限预定值的集合中的连续分布。注意量化被完成由此量化和未量化值之间的差异被最小化。标量量化操作可以针对复数值被直接扩展, 其中相同的标量量化可以分别针对实部和虚部完成。与标量量化相对, 向量量化可以被定义为将向量(实或复数) 量化为有限数目的预定向量中的一个的操作, 其中量化后的向量可以被选择为离未量化向量最近, 例如在最小化两个向量之间的角度分离方面。

[0092] 奇异向量V的量化可以以标量量化方式完成。特别地, 任何大小为 $N_t \times N_r$ 的半酉矩阵(semi-unitary matrix) V可以被分解为一系列吉文斯旋转和对角旋转。每个对角旋转可以由角度 θ 参数化, 其使得复数项变实。每个吉文斯旋转可以由角度 ϕ 参数化, 这被用于使得非对角项为零。使用这一方法, 参数化整个 $N_t \times N_r$ 半酉矩阵V的不同角度的数目为 $(2 \times N_r \times N_t - N_t - N_t \times N_t)$, 其中一半为 θ 的, 一半为 ϕ 的。 N_f 可以被定义为子载波(组) 的数目, 以及 N_b 可以被定义为平均每个角度的比特数目(注意 θ 和 ϕ 的比特数目不同)。则反馈比特的总数为总共 $(2 \times N_r \times N_t - N_t - N_t \times N_t) \times N_f \times N_b$ 。这种标量量化方案可能引起极度大的反馈开销, 特别是当被用于很大数目的天线元件时。如以下各实施方式描述的更多的有效量化方法可以被用于降低这些情况的反馈开销。

[0093] 标量量化可以基于吉文斯旋转, 其中右奇异矩阵V首先被处理以提取多个角度, 其随后被分别量化。在这一方法中每个角度 θ 被用于使得复数项变实, 每个角度 ϕ 被用于使得矩阵中的非对角项为零。假设所有 ϕ 是独立的, 并且在范围 $[0, \pi/2]$ 中均匀(一致) 分布。作为替换, 此处描述的数学分析显示了不同的 ϕ 实际上在相同范围中不是均匀分布的。特别地, 与较早吉文斯旋转关联的角度比与较晚吉文斯旋转关联的角度跨度更宽。这一观测被用于降低反馈开销或者改善反馈准确度。此处描述的方法和设备可以降低这一开销并且改善准

确度。

[0094] 室内和室外无线信道表现为不同的行为。通常室内无线信道由于墙壁、天花板和地板经历更多的反射和散射。在室内环境中,典型地AP和WTRU 位于接近相同的高度,其可能为若干英尺。相反,对于室外信道环境,AP 位于WTRU之上。室内无线信道经历以较少的多普勒的非常慢的衰减。然而,室外无线信道可能经历更高的多普勒,部分是由于附近快速移动的对象的出现。需要考虑的另一因素是载波频率,其中较高的频率典型地产生较大的路径损耗,以及较低的载波频率产生较小的路径损耗。此处描述的波束成形(预编码)反馈方法可以有效应用到其它环境。

[0095] 频域反馈也导致极大的开销。正交频分复用(OFDM)可以在无线通信系统中使用。OFDM是多载波调制形式,与单载波调制相对。在OFDM中,底层信道(underlying channel)可以在时域或频域中表示。在时域中,底层信道可以由多个(N_c)抽头表示,其与发射的信号卷积。在多输入多输出(MIMO)场景中,时域中的完整信道可以由 $N_c * N_r * N_t$ 个复数系数规定,其中 N_r 是接收天线的数目,以及 N_t 是发射天线的数目。在频域中,底层信道可以由多个(N_f)频率音调(tone)表示,其与发射的信号相乘。在MIMO 场景中,频域中的完整信道可以由 $N_f * N_r * N_t$ 个复数系数规定。信道状态信息的反馈可以在频域中完成。对于每个子载波(或子载波组),频域信道可以首先被估计。量化可以随后被用于将频域信道映射到有限数目的反馈比特,通过反馈信道发送。典型地, N_f 远大于 N_c ,以及由此频域反馈引起了显著较大的反馈开销。此处描述的方法和设备可以降低这一开销。

[0096] 左奇异向量可以未包括在压缩后的波束成形报告中。 H 可以被定义为频域中的一个子载波上的频域信道矩阵。一旦信道估计完成,关于 H 的知识可以被获取。接下来完成将 H 量化为有限比特。一个方案可以是直接量化矩阵 H ,或者另一个方案可以是在奇异值分解(SVD)之后量化其组分(component)中的一个。对于大小为 $N_r * N_t$ 的任意矩阵 H ,其SVD可以被表示为 $H = U * S * V'$,其中 U 是大小为 $N_r * N_r$ 的酉矩阵, S 是大小为 $N_r * N_r$ 的对角矩阵, V 为大小为 $N_t * N_r$ ($V' * V = I$)的半酉矩阵。不失一般性,这里假设 $N_t \geq N_r$ 。 S 的对角项已知为奇异值; U 也被称作左奇异矩阵,以及 U 的列被称作左奇异向量; V 也被称作右奇异矩阵, V 的列被称作右奇异向量。特别地, S 的最大对角值(S 的第一行第一列项)也被称作主奇异值, U 的第一列也被称作左主奇异向量,以及 V 的第一列也被称作右主奇异向量。当仅奇异值 S 和右奇异向量 V 被反馈到发射机,例如在多用户多输入多输出(MU-MIMO)中的性能损失会发生。此处描述的方法和设备可以阻止性能损失。

[0097] 在产生压缩后的波束成形报告中,每个子载波(组)上的右奇异矩阵可以首先被分解成若干酉矩阵,其中每个矩阵由参数 Φ (在范围 $[0, 2\pi]$ 内)或 Φ (在范围 $[0, \pi]/2$ 内)表示。每个角度随后在其自身范围内被均匀量化。波束成形报告逐个角度被创建,并且同时对于每个角度二进制比特表示从最低有效位(LSB)到最高有效位(MSB)被传送。所有比特可以均位于相同的帧(分段)并且使用相同的调制和编码方案(MCS)传送。此外,对于每个帧单个循环冗余校验(CRC)可以被应用到所有反馈比特(在分段内)。然而发射机可能不同确定一些MSB失效还是一些LSB失效,并且随后丢弃整个波束成形报告。使得发射机具有这一信息,在发射机处可以采取不同的措施以更好地利用反馈信道资源。此处描述的方法和设备可以引起更好的资源利用。

[0098] 发射机处的波束成形预编码矩阵被应用到LTF和数据两者可以允许接收机直接估

计复合信道(物理信道+编码器),诸如最小二乘的平滑方法不被用于改善信道估计的质量。由此,接收机必须执行迫零信道估计。这可以导致性能降级,尤其对于可以从平滑中受益的低延迟扩展信道。此处描述的方法和设备可以阻止性能损失。

[0099] 信道状态信息(CSI)在发射机侧被用于MU-MIMO分组和传输的事实。不精确的CSI会引起性能损失。这对于MU-MIMO传输更加严重,由于其对MU-MIMO传输的预编码器权重非常敏感。此处描述了对于MU-MIMO的额外保护机制用以避免这种性能损失。

[0100] 还存在其中具有对于反馈可用的有限的上行链路容量(例如具有大量统计节点的网络)或者其中信道的改变是整个信道能量的一小部分(例如强莱斯(Ricean)信道,其中改变信道的瑞利(Rayleigh)部分具有非常低的功率)的场景。在这两种场景中,被用于量化反馈信道(是原始CSI反馈、还是非压缩波束成形权重、或是基于吉文斯旋转的分解压缩后的波束成形反馈)的比特数目被减少。然而,这可能降低反馈的信道的准确度并且使得对于CSI反馈差错敏感的方案(诸如MU-MIMO)的性能降级。显式反馈机制可以用于减少反馈开销并且保持反馈准确度。

[0101] 内在地传送波束成形需要通过隐式反馈或显式反馈的发射机侧的信道状态信息。由此,波束成形报告可以与底层信道紧密地链接。波束成形如何设计可以基于信道如何表现(例如其在时域和频域如改变地如何快,在空间域信道如何相关,在发射机和接收机处物理地使用了何种类型的天线)。

[0102] 在一个时间实例对于每个抽头的MIMO信道矩阵H可以被分离成固定视距(LOS)矩阵和瑞利分布非视距(NLOS)矩阵(这里使用4个发射和4个接收天线):

[0103]

$$H = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_v \right)$$

$$= \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & e^{j\phi_{13}} & e^{j\phi_{14}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & e^{j\phi_{23}} & e^{j\phi_{24}} \\ e^{j\phi_{31}} & e^{j\phi_{32}} & e^{j\phi_{33}} & e^{j\phi_{34}} \\ e^{j\phi_{41}} & e^{j\phi_{42}} & e^{j\phi_{43}} & e^{j\phi_{44}} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{bmatrix} \right) \quad \text{等式 1}$$

[0104] 其中 X_{ij} (第i个发射和第j个接收天线)为零均值相关、单位方差、复高斯随机变量作为变量NLOS(瑞利)矩阵 H_v 的系数, $e^{j\phi_{ij}}$ 为固定LOS矩阵 H_F 的元素,K为莱斯K因子,以及P为每个抽头的功率。假设每个抽头由一些独立射束组成使得复高斯假设是有效的。等式(1)中的P表示固定LOS功率和可变NLOS功率的总和(所有抽头功率的总和)。

[0105] N_t 个发射天线和1个接收天线可以被用作示例。LOS组分可以被表示为:

$$[0106] \quad \mathbf{P}_{\text{LOS}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta_{1,1}} \\ e^{j\theta_{2,1}} \\ e^{j\theta_{3,1}} \\ \vdots \\ e^{j\theta_{(N_t-1),1}} \end{bmatrix}$$

等式 2

[0107] 通常不同的 θ_{ij} 彼此独立以负责任任意天线阵列建立。标量量化可以被用于独立地量化每个 θ_{ij} 。每个角度 θ_{ij} 落在 $[0, 2\pi]$ 范围内。根据信道建模,范围的细调是可能的。为了进一步降低反馈开销,焦点可以放在一些典型的天线阵列设置上,例如均匀线性阵列 (ULA) 或交叉极化均匀线性阵列 (XOP-ULA)。

[0108] 图2显示了示例ULA 200。在图2中,均匀天线距离 d 201a、201b 和201c分别处于天线202a、202b、202c、与202d之间。还示出了转向角度203a和203b。对于图2中描述的ULA,LOS信道响应可以采用等式 (3) 中的结构:

[0109]

$$\mathbf{P}_{\text{ULA}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta} \\ e^{j2\theta} \\ \vdots \\ e^{j(N_t-1)\theta} \end{bmatrix}$$

等式 3

[0110] 其中

[0111]

$$\theta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \omega$$

等式 4

[0112] 以及 d 为均匀天线距离, λ 为波长,以及 ω 为转向角度。对于ULA的LOS 码本可以由单个变量参数化。对于这种ULA,用于LOS组分的码本可以采用如等式 (3) 中的结构,其中仅变量 θ 在 $[0, 2\pi]$ 范围内标量量化。范围的细调是可能的。替换地或附加地,因为 θ 具有对转向角度 ω 的一对一映射,因此作为替代转向角度 ω 也可以被量化。

[0113] 对于XOP-ULA (使用具有水平上的4ULA和垂直上4ULA的8发射天线示例),信道响应的LOS项可以采用结构:

$$[0114] \quad \mathbf{P}_{\text{XPO}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta} \\ e^{j2\theta} \\ e^{j3\theta} \\ e^{j\varphi} \\ e^{j(\theta+\varphi)} \\ e^{j(2\theta+\varphi)} \\ e^{j(3\theta+\varphi)} \end{bmatrix}$$

等式 5

[0115] 水平域中的转向角度 θ 可以与垂直域中的转向角度相同。角度 φ 可以代表水平极化

和垂直极化之间的相位差。

[0116] 对于这种XOP-ULA,用于LOS组分的量化码本可以采用如等式(5)中的结构。转向角度 θ 和相位差 φ 两者均可以在 $[0, 2\pi]$ 范围内被量化。

[0117] 用于CSI反馈的奇异值分解可以根据此处描述的任何实施方式来使用。图3显示了在802.11中可以使用以探测信道的空数据分组(NDP)的示例300。NDP包括短训练字段(STF)301,诸如LTF-1 302、LTF-2 303至LTF-Nr 304的多个长训练字段(LTF)、和信号字段(SIG)305。这些字段可以被传送以允许信道在接收机侧被估计。信道估计可以在频域执行,这产生具有维度 $N_r \times N_t$ 的估计的信道矩阵 H ,其中 N_r 是接收天线的数目, N_t 是发射天线的数目。

[0118] 在信道估计之后,奇异值分解可以在每个载波完成:

[0119] $H = U S V^*$ 等式6

其中 U 是包含在 N_r 维子空间的 N_r 个左奇异向量的左奇异矩阵, S 是包含以非递增顺序的奇异值的对角矩阵,以及 V 是包含在 N_t 维子空间的 N_r 个右奇异向量的右奇异矩阵(不失一般性,此处假设 $N_t \geq N_r$)。 U 是具有 $UU^* = U^* U = I_{\{N_r\}}$ 的西矩阵,而 V 是通常具有 $V^* V = I_{\{N_r\}}$ 的半西矩阵。 U 的行彼此正交, U 的所有列彼此正交, V 的所有列彼此正交。

[0120] 取代于反馈针对每个子载波的完整矩阵 H ,仅右奇异矩阵 V 被反馈到发射机。这可以针对单用户MIMO(SU-MIMO)完成。对于MU-MIMO,关于奇异值 S 的额外信息也可以被反馈。

[0121] 图4描述了根据一个实施方式在AP或WTRU处启用基于码本的波束成形的基于探测和反馈的示例序列变换400。图4的基于码本的波束成形过程还可以结合此处描述的任何其他实施方式使用。作为示例,此处描述的信令和探测过程被应用到IEEE 802.11 WLAN系统,但是他们也可以被应用到其他无线通信系统。

[0122] 图4的示例过程是以AP 401到WTRU 402和WTRUn 403方向,但是也可以以WTRU1 402和WTRUn 403到AP 401方向。在信标411传输之后,基于码本的探测帧412可以从AP 401传送到WTRU1 402,由此WTRU1 402可以测量信道状态信息(CSI),并且可以执行信道估计。基于码本的探测帧412在如图4的示例中的信标411之后基于码本探测帧请求或者在AP 401获得传输机会(TXOP)的一些其他时隙中传送。AP还可以广播/多播/单播基于码本的探测帧412到所有WTRU1 402和WTRUn 403、一组WTRU、或者BSS中的单个WTRU。

[0123] 在信道估计之后,WTRU1 402可以传送码本组分反馈帧413a到AP 401。WTRU1 402可以利用基于码本的探测帧412来测量CSI并且在预定义码本中选择给出最佳性能的码字。码字还可以被称作权重,并且在这里被交换使用。类似地,系统中的附加WTRU,诸如WTRUn 403可以传送码本组分反馈帧413b到AP 401。码本组分反馈帧413b可以在MAC帧中独立完成,或者与另一MAC数据帧414一起搭载(piggyback)。

[0124] 码本组分反馈帧413a和413b可以包括但不限于以下信息:

[0125] (1) 秩指示符:可以指示WTRU的信道秩的索引。

[0126] (2) 码本索引:可以指示在码本(或者码字的组合)中定义的哪个码字被用作针对WTRU的波束成形/MU-MIMO码字的索引。

[0127] (3) 码字准确度索引:针对测量信道的码字的准确度的量化测量。存在若干方式来定义码字准确度索引。例如码字准确度索引可以被定义为在应用码字之后码字与测量的信道状态或SNR或SINR的归一化相关。

[0128] (4) 时间延迟索引: 信道测量和信道反馈之间的持续时间可以从中计算的时间戳。这一索引可以指示CSI测量何时发生。由此发射机侧的AP或 WTRU可以使用这一信息来确定反馈对于表示当前信道条件是可接受, 还是已过期且会被丢弃。

[0129] 当执行数据传输时, AP 401或WTRU1 402和WTRUn 403可以使用信息, 诸如以上描述的包括在码本组分反馈帧413a和413b中的信息。例如, 当码字准确度索引指示码字和测量信道之间的良好匹配时, AP可以使用该码字执行MU-MIMO或者波束成形。如果码字不是十分准确, AP可以决定执行基于上行链路业务的隐式波束成形或者常规传输而不进行波束成形。在隐式波束成形期间, 码字可以从反向业务中估计并且信道互易可以被使用。

[0130] 在图4的基于码本的探测系统中, 即时反馈、延迟反馈、和/或未经请求(unsolicited)反馈可以按以下定义的使用:

[0131] (1) 立即反馈: 当基于码本的探测帧412单播到一个用户或者多播到一组用户时, 可以使用立即反馈。接收基于码本的探测帧412的WTRU1 402 和WTRUn 403可以跟随SIFS发送反馈响应。当在反馈机制中涉及多个用户时, AP 401可以针对利用码本组分反馈帧413a和413b来响应轮询帧的每个用户发送轮询帧。注意涉及立即反馈的WTRU可以将其执行立即反馈的能力报告给AP。

[0132] (2) 延迟反馈: 反馈系统还可以支持延迟反馈。反馈帧在响应者WTRU 获取他们的TXOP时被发送。

[0133] 如以上描述, 码本组分反馈帧413a和413b可以是独立反馈帧或者与其他数据414搭载的帧。组分反馈帧413a和413b可以形成具有其自身的 MAC报头的单独的MAC协议数据单元(MPDU) 分组和/或以汇聚MPDU (A-MPDU) 格式与其他帧汇聚。替换地或附加地, 组分反馈帧413a和413b 可以包括在MAC报头中。

[0134] 图5A提供了在接收机侧使用的量化过程的示例500。例如接收机侧的 WTRU可以访问包含多个向量码本511的向量码本。波束成形/预编码码本可以由系统预定义为矩阵或向量的集合, 其可以在标准规范中预定义, 和/ 或在通信链路的发射机和接收机侧维护。可以定义多于一个码本。

[0135] WTRU可以接收探测分组, 并且随后执行信道估计512以获取频域中的信道估计。WTRU可以随后针对每个载波或者资源的载波组执行SVD 513, 并且获得刚估计的信道的右奇异向量514。WTRU随后可以使用右奇异向量来执行码本中的码字的表查找515, 并且找到最佳码字。当使用右奇异向量 v_0 来执行表查找515时, 最佳码字 w_i 指的是在码本内部使得特定矩阵/向量范数最小化的码字, 例如弗罗贝尼乌斯(Frobenius) 范数:

[0136] $d(v_0, w_i) = ||v_0' w_i||_F$ 等式7

WTRU随后可以使用由STF/LTF/SIG 518预置(prepend) 的在MAC帧 517中的信息元素中的码字索引 i , 从而随后作为探测过程中的响应的一部分反馈最佳码本给发射机。

[0137] 图5B提供了在发射机侧使用的用于码字重构的过程的示例。例如在发射机侧的AP可以访问包含多个向量码字521的向量码本。AP可以接收由 STF/LTF/SIG 528预置的MAC帧 527, 并且读取码本索引526。AP随后执行表查525, 并且重构与接收到的码字索引526对应的右奇异向量524。AP可以随后使用重构的右奇异向量来计算将用于建议的预编码的预编码器 522。在SU-MIMO情况中, 预编码器522可以与重构的右奇异向量524 相同。在MU-MIMO情况中, 预编码器522可以是对重构的右奇异向量524 的转换。

[0138] 图6A显示了示例的基于码本的探测帧格式600。基于码本探测帧的码本可以是控制帧或者管理帧。PHY层分组可以被称作传统或全向前导码 (omni preamble) 614并且可以包括传统STF (L-STF) 611、传统LTF (L-LTF) 612、和传统SIG (L-SIG) 613字段的集合。这一传统或者全向前导码614可以在无波束成形/MU-MIMO码字的情况下传送。STF 615、LTF 616和617、以及SIG 618字段的另一集合可以与方向前导码619中的波束成形/MU-MIMO码字一起传送。在方向前导码中传送的LTF的数目取决于在设备612中的发射天线的数目。

[0139] 与MAC分组621a中的数据621c一起传送的MAC报头621b中的帧控制字段622可以指示其是基于码本的探测帧。MAC报头621b还可以包括反馈信息字段627,其可以被用于基于码本的探测帧。反馈信息字段627 可以包括码本信息、延迟反馈、搭载反馈、码字准确度反馈、和延迟定时反馈。详细描述在表1中给出。

[0140] 表1反馈信息字段

[0141]

字段	描述
码本信息	当系统定义多于一个码本时, 这一字段被用于标识哪个码本能够被用于反馈计算
延迟反馈	可以指示是否允许延迟反馈
搭载反馈	可以指示是否允许搭载反馈
码字准确度反馈	可以指示是否需要码准确度索引或者需要何种类型的码准确度索引
延迟定时反馈	可以指示是否需要时间延迟索引反馈

[0142] MAC报头还可以包括帧控制字段622、持续时间623、接收机地址 (RA) 624、发射机地址 (TA) 625、探测序列626、和帧检查序列 (FCS) 628 字段。

[0143] 图6B显示了用于码本组分反馈帧的示例格式。码本组分反馈帧可以是管理帧或控制帧,并且可以包括帧控制630、持续时间631、目的地址 (DA) 632、发送方地址 (SA) 633、基本服务集标识 (BSSID) 634、序列控制 635、高吞吐量 (HT) 控制636、和FCS 642字段。帧主体637可以包括 MIMO波束成形 (BF) 码本控制字段638,该字段可以提供关于基于MIMO BF码本反馈的通用信息并且包括以下表2中标识的子字段。

[0144] 表2 MIMO BF码本控制字段

[0145]

子字段	描述
信道宽度	可以指示其中已执行测量的信道的宽度
子载波分组信息	可以指示用于码字索引反馈的子载波分组
MIMO BF 码本准确度字段	可以指示是否存在 MIMO BF 码本准确度字段
MIMO BF 码本延迟字段	可以指示是否存在 MIMO BF 码本延迟字段
反馈类型	可以指示 SU 或 MU

[0146] 帧主体637还可以包括MIMO BF码本索引报告字段639。码本索引可以包括在MIMO BF码本索引报告字段639中并且可以包括如以下表3 中标识的子字段。

[0147] 表3 MIMO BF码本索引报告字段

[0148]

码本信息	可以指示哪个码本被用于反馈
码本索引	可以指示在码本中定义的哪个码字/权重给出了最佳性能

[0149] 帧主体637还可以包括MIMO BF码本字段640,其可以包括码本准确度索引。帧主体637还可以包括MIMO BF码本延迟字段641,其可以包括时间延迟索引。

[0150] 基于码本的MU-MIMO可以对用户进行分组并且可以根据码字索引执行MU-MIMO传输。附加的MU-MIMO保护机制可以在MIMO BF码本准确度字段640和MIMO BF码本延迟字段641未使得MU-MIMO传输在接收机处成功解码的事件中使用。

[0151] 图7显示了基于码本的MU-MIMO保护过程的示例700。基于码本的探测和反馈711a可以如在以上示例过程中描述的执行。WTRU1 702和 WTRU2 703可以分别传送BF反馈711b和711c到AP 701。一旦基于码本的探测和反馈711a已经被执行,AP 701可以使用码字/权重w1 712以传送数据分组714a到WTRU1 702,该WTRU1 702以ACK 714b响应。类似地,AP 701可以使用码字/权重w2 713以传送数据分组716a到 WTRU2,该WTRU2以ACK 714b响应。作为替换,AP 701可以执行 MU-MIMO传输到WTRU1 702和WTRU2 703两者。AP 701可以分派组ID到WTRU1 702和WTRU2 703,该组ID指示其在MU-MIMO传输组中。AP 701可以通过指示WTRU2 703监控AP 701和WTRU1 702之间的传输717从而在MU-MIMO会话期间应用MU-MIMO保护机制。类似地,AP 701可以指示WTRU1 702监控AP 701和WTRU2 703之间的传输715。WTRU1 702和WTRU2 703随后通过分别传送监控反馈718b 和718c到AP 701来反馈监控结果718a。AP 701可以随后使用监控反馈来确定其是否应当继续同时传输到WTRU1 702和WTRU2 703。

[0152] 图8显示了由AP使用来指示WTRU监控传输的物理层汇聚协议 (PLCP) 协议数据单元 (PPDU) 的示例格式800。在图8的示例中, 组 ID与对SIG字段的修改一起使用。全向STF (OSTF) 811、全向LTF (OLTF) 812、和全向SIG (OSIG) 813字段的一个集合可以在用于全向天线模式传输的前导码801中传送。由此, 全向前导码801可以由WTRU检测。STF 814、LTF 815至LTF 821、和SIG 822字段的另一集合可以使用由AP选择的码字/权重与MAC分组823一起传送。

[0153] AP可以建立MU-MIMO组以在MU-MIMO保护/监控时段期间使用。组ID可以被用于系统中的WTRU并且被包括在OSIG字段813中。OSIG 字段813是SIG字段的通用名称, 其可以利用全向天线模式传送。在此处描述的过程中选择的预选择码字/权重可以是用于组中的仅一个WTRU的波束成形码字/权重, 由此组中的另一WTRU可能不能解码分组的波束成形部分。但是, 该另一个WTRU可以测量分组的能量以执行监控反馈。监控反馈可以被定义为在所传送的分组的波束成形部分上测量的平均SNR。

[0154] 空时流 (NSTS) 字段的数量可以指示为每一WTRU传送的数据流的数量。例如, 用于组中的一个WTRU的NSTS可以根据传送给该WTRU 的数据流的数量来定义, 而如果在MU-MIMO保护/监控时段中没有传送数据流, 用于组中的另一WTRU的NSTS可以为0。具有一比特的监控字段可以在OSIG字段813中定义, 其可以指示MU-MIMO组中的NSTS等于 0的WTRU是否仍然被指示监控信道。监控字段比特可以被设置用于NSTS 为0的WTRU, 由此那些WTRU监控至NSTS大于0的WTRU的传输。如以上描述的详细过程中监控WTRU可以随后在下一TXOP反馈监控结果给AP。通过接收这一PPDU帧, 当WTRU接收如图8所示的PPDU帧时, 它可以被通知其包括在MU-MIMO组中并且如上所述被指示监控组传输。

[0155] 根据另一实施方式和结合此处描述的任何实施方式还可以使用基于吉文斯旋转的分解和角度统计的增强反馈。当基于吉文斯旋转的分解被用于分解任一向量时, 结果角度 (Φ) 被假设为均匀和独立分布在 $[0, \pi/2]$ 范围内。以下示例描述了这一假设可能不总是正确的。例如, 在预处理以移除虚部之后, 8×1 实值向量 v 可以被分解成对应于逐一执行的7个不同吉文斯旋转的7个不同的角度。通常, 向量 v 可以表达为:

[0156]

$$v = \begin{bmatrix} \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 \cos \varphi_4 \cos \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_7 \\ -\sin \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_4 \cos \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_3 \cos \varphi_4 \cos \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_2 \cos \varphi_3 \cos \varphi_4 \cos \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \\ -\sin \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 \cos \varphi_4 \cos \varphi_5 \cos \varphi_6 \cos \varphi_7 \end{bmatrix} \quad \text{等式 8}$$

[0157] 7个不同的角度可以被独立地量化。根据等式 (8), 很明显一些项涉及的角度比其它项多。通常, 增加角度的数量引入了更大的量化误差。

[0158] 图9A显示了针对7个不同角度的累积分布函数 (CDF) 900。图9A 中的示例显示了根据吉文斯旋转的顺序, 角度范围实际上具有较大的变动。最早吉文斯旋转的角度907分布在 $[0, \pi/2]$ 范围内, 但后续吉文斯旋转的角度906, 905, 904, 903, 902和901分布在较小范围 $[0, \pi/4]$ 内。在这一示例中, 考虑8个发射和8个接收天线。 $N_c=1$ 被选择并且支持一维波束成形。而且, 在图9A的示例中, 在接收机侧假设有完美信道估计, 在此时SVD 被应用到每个子载

波、或者每个子载波组。然而，在用于更多实际信道估计时类似的图仍然是可预期的。为了在这一示例中生成累积分布函数(CDF)，以下可以被使用：类型B信道(80ns延迟扩展)的2000实现加上类型D信道(390ns延迟扩展)的2000实现加上类型E信道(730ns延迟扩展)的2000实现的信道全体。这些信道还被用于评估IEEE 802.11ac规范的性能。可以假设在发射机(AP)和接收机(WTRU)处均有 0.5λ 的均匀天线间隔。当选择20MHz信号带宽时，带宽100MHz的信道可以被模拟。在这一分析中使用关于数据/导频音调的仅频域信道实现。

[0159] 根据这一实施方式，针对不同角度可以使用不同范围来量化基于吉文斯旋转的分解后的角度。对于每个角度，范围 $\Omega_\psi = [a, b] \subset [0, 2\pi]$ 。两个端点 a, b可以是不同或者相同的。这具有包括但不限于改进反馈准确度和降低反馈开销的益处。

[0160] 下面给出了设置针对不同角度的范围的一个示例：

[0161] $\psi_{1,2,3,4}$ ：在 $\left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ 上均匀

[0162] $\psi_{5,6,7}$ ：在 $\left[0, \frac{\pi}{4}\right]$ 上均匀

[0163] 对角度的量化如表4所示来完成。

[0164] 表4针对不同角度的示例量化

[0165]

量化的 $\psi_{1,2,3,4}$	量化的 $\psi_{5,6,7}$
$\psi = \frac{k\pi}{2^{b+1}} + \frac{\pi}{2^{b+2}} \quad \text{弧度}$ 其中$k=0,1,\dots,2^b-1$且b是用于量化ψ的比特数目	$\psi = \frac{k\pi}{2^{b+2}} + \frac{\pi}{2^{b+3}} \quad \text{弧度}$ 其中$k=0,1,\dots,2^b-1$且b是用于量化ψ的比特数目

[0166] 左列中的候选角度在 $[0, \pi/2]$ 范围内均匀分布，以及右列中的候选角度在 $[0, \pi/4]$ 范围内均匀分布。

[0167] 反馈还可以基于频域中的信道相关被改进。SVD可以在所有子载波组上独立执行。例如在以下两个子载波组中

[0168] $H_1 = U_1 S_1 V_1'$ 等式9

[0169] $H_2 = U_2 S_2 V_2'$ 等式10

[0170] H_1, H_2 是那两个不同子载波组上的信道。 U_1, S_1, V_1 为 H_1 的SVD。类似地， U_2, S_2 和 V_2 为 H_2 的SVD。

[0171] 反馈开销线性正比于子载波的数目。取代于单独进行SVD，可以首先完成反馈 V_1 ，随后 V_2 被第二个反馈。

[0172] 例如，使得 V_1 为跨越范围(range)空间的 $N_t \times N_c$ 维， W_1 为跨越 V_1 的零空间的 $N_t \times (N_t - N_c)$ 维。一旦 V_1 被正确反馈， W_1 可以以一些模糊度被构造，这是可接受的。

[0173] 如果 V_2 被直接量化， $N_t \times N_c$ 矩阵可以经由基于吉文斯旋转的分解被量化。由于没有

给出关于 V_2 的优先级信息,可以使用 $(2*N_r*N_t-N_t-N_t*N_t)*N_b$ 的全部开销,假设所有 θ 在 $[0, 2\pi]$ 范围内均匀分布,以及所有 Φ 在 $[0, \pi/2]$ 范围内均匀分布。

[0174] 取代于直接量化 V_2 ,以下可以作为替代被量化:

[0175]

$$D = \begin{bmatrix} V'_1 V_2 \\ W'_1 W_2 \end{bmatrix}$$

等式 11

[0176] 其中 $V'_1 V_2$ 为 N_c*N_c 维, $W'_1 V_2$ 为 $(N_t-N_c)*N_c$ 维。上面部分可以为 V_2 在范围空间上的投影,底部部分可以为 V_2 在零空间上的投影。

[0177] 由于两个子载波组相邻, V_1 和 V_2 被相关,相关性依赖于子载波组大小。在极端情况中, $V'_1 V_2$ 接近单位矩阵,而 $W'_1 V_2$ 接近所有零矩阵。由此,关于 D 的不同项的统计信息的优先级信息可以被获取。

[0178] 以表4中的相同方式,统计信息可以被使用以限制 Φ 和 Ψ 的范围,从而改进反馈准确度或者减少反馈开销。

[0179] 图9B显示了基于吉文斯旋转和角度统计的增强型反馈的示例的流程图。WTRU可以从接入点(AP)接收探测帧911。WTRU可以随后在探测帧上执行测量912以估计信道。WTRU可以随后在所执行的测量上执行奇异值分解(SVD)913。接下来,WTRU可以在所执行的测量上执行基于吉文斯旋转的分解914。

[0180] WTRU随后量化来自基于吉文斯旋转的分解的每个结果角度915。所分派的范围可以各种方法来确定。例如,所分派的范围可以为 $[0, 2\pi]$ 的子集。在另一示例中,所分派的范围也可以仅为来自 $[0, 2\pi]$ 的子集的单个值。在又一示例中,用于不同结果角度的范围可以被分派不同的范围值或者唯一的范围值。最后,WTRU可以在反馈帧中传送量化角度916到AP。

[0181] 反馈开销降低可以使用差分量化来实现。基于吉文斯旋转的分解可以基于每个子载波组来执行。子载波组可以是相邻子载波的组,组大小 N_g 多至4。

[0182] 图10显示了使得反馈开销降低的使用基于吉文斯旋转的分解的差分量化1000。与 Φ 和 Ψ 关联的反馈开销在图10的示例中降低,其中两个相邻频率组被考虑。在这一示例中,假设 $N_g=4$,以及由此相邻组由具有子载波索引 k 和 $(k+4)$ 的4个子载波分离。4子载波分离大于3子载波分离。

[0183] 在图10的示例中, $H(k)$ 1010a和 $H(k+4)$ 1010b可以分别为子载波 k 和 $k+4$ 上的估计信道。 $H(k)$ 1010a和 $H(k+4)$ 1010b也是子载波组上的平均信道。如图10所示,基于吉文斯旋转的分解可以分离地在每个子载波组上应用1011a和1011b。分离地在每个子载波上应用基于吉文斯旋转的分解分别导致分解角度 $\{\phi(k), \psi(k)\}$ 1012a和 $\{\phi(k+4), \psi(k+4)\}$ 1012b。则取代于直接量化每个角度集,两个频调上的角度差 $\{\delta\phi, \delta\psi\}$ 1013被计算和量化,其可以被称作差分量化1014b。直接量化如原始量化1014a所示。

[0184] 图11显示了针对信道B,D和E的6000实现的 $\delta\phi$ 的分布统计1100。信道B仅1101和信道B,D和E 1102的CDF被显示。 $\delta\phi$ 近似地在 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 范围内分布,如图11的示例所示。

[0185] 图12显示了针对信道B,D和E的6000实现的 $\delta\psi$ 的分布统计1200。信道B仅1201和信

道B,D和E 1202的CDF被显示。在图12的示例中, $\delta\psi$ 近似地在 $\left[-\frac{\pi}{8}, \frac{\pi}{8}\right]$ 范围内分布,在对角度 ϕ 和 ψ 的支持上同时达到接近 50%的降低。这可以提供反馈中的降低。

[0186] 图13A-13B显示了在波束成形辅助方 (beamformee) 处使用差分量化的示例过程的流程图1300。在这一示例中,波束成形辅助方可以是波束成形反馈分组的发射机。

[0187] 图13A显示了针对具有频域信道估计H1的第一子载波组使用差分量化的示例过程的流程图。对于估计的信道,SVD可以被应用以获取右奇异矩阵V11310。随后V1右乘 (post-multiply) 合适的对角矩阵1311以重写 V1,由此V1的最后一行中的项变为非负实值。右乘矩阵可以由 N_r 个角度 $\theta_{1,1}^1, \theta_{2,1}^1, \dots, \theta_{N_r,1}^1$ 参数化,其中 N_r 为接收天线的数量。接下来,V1左乘 (pre-multiply) 合适的对角矩阵1312B₁以重写V1,由此V1的第一列中的项变为非负实值。左乘矩阵B₁可以由 N_t-1 个角度 $\phi_{1,1}^1, \phi_{2,1}^1, \dots, \phi_{N_t-1,1}^1$ 参数化,其中 N_t 为发射天线的数量。接下来,V1被左乘吉文斯旋转矩阵1313 以重写V1,由此第一列的第二项变为零。左乘矩阵可以由角度 $\psi_{2,1}^1$ 参数化。这一步骤可以被重复直到第一列中的所有项 (除了对角项) 都变为零1314。步骤1312到1314可以对所有列重复直到所有列中的所有项 (除了对角项) 都变为零1315。这一过程可以导致获得角度1316 $\{\phi_{1,1}^1, \phi_{2,1}^1, \dots, \phi_{N_t-1,1}^1, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^1, \psi_{3,1}^1, \dots, \psi_{N_t,1}^1, \dots\}$,其中下标代表频调索引。角度随后可以使用此处描述的量化方案来量化 (例如表4中的第一列)。

[0188] 图13B显示了针对具有频域信道估计H2的第二子载波使用差分量化的示例过程的流程图。对于估计的信道,SVD可以被应用以获取右奇异矩阵 V21320。随后V2右乘合适的对角矩阵1321以重写V2,由此V2的最后一行中的项变为非负实值。右乘矩阵可以由 N_r 个角度 $\theta_{1,2}^2, \theta_{2,2}^2, \dots, \theta_{N_r,2}^2$ 参数化,其中 N_r 为接收天线的数量。接下来,V2左乘合适的对角矩阵1322B₁以重写V2,由此V2的第一列中的项变为非负实值。左乘矩阵B₁可以由 N_t-1 个角度 $\phi_{1,1}^2, \phi_{2,1}^2, \dots, \phi_{N_t-1,1}^2$ 参数化,其中 N_t 为发射天线的数量。接下来,V2被左乘吉文斯旋转矩阵1323以重写V2,由此第一列的第二项变为零。左乘矩阵可以由角度 $\psi_{2,1}^2$ 参数化。这一步骤可以被重复直到第一列中的所有项 (除了对角项) 都变为零1324。步骤1322到13124可以对所有列重复直到所有列中的所有项 (除了对角项) 都变为零1325。这一过程可以导致获得角度1326 $\{\phi_{1,1}^2, \phi_{2,1}^2, \dots, \phi_{N_t-1,1}^2, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^2, \psi_{3,1}^2, \dots, \psi_{N_t,1}^2, \dots\}$,其中下标代表频调索引。接下来,角度差可以针对所有角度来计算1327,例如 $\phi_{1,1}^d = \phi_{1,1}^1 - \phi_{1,1}^2$ 。由此,角度 $\{\phi_{1,1}^d, \phi_{2,1}^d, \dots, \phi_{N_t-1,1}^d, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^d, \psi_{3,1}^d, \dots, \psi_{N_t,1}^d, \dots\}$ 被获得,其中下标表示差分操作。角度随后可以使用此处描述的量化方案来量化 (例如表4中的第二列)。步骤1321可以针对其它频调 (或子载波组) 被重复。所有子载波组上的这些量化比特随后可以在 MAC管理帧中被输入,并且根据此处描述的任何反馈过程被发送回发射机。

[0189] 图13C显示了在波束成形方 (beamformer) 处使用差分量化来确定用于每个子载波的预编码器的示例过程。在这一示例中,波束成形方可以为波束成形反馈分组的接收机。包含反馈内容的MAC管理帧可以被接收1330。MAC管理反馈内容可以被解码1331,并且反馈比特被恢复1332。用于第一子载波组的角度 $\{\phi_{1,1}^1, \phi_{2,1}^1, \dots, \phi_{N_t-1,1}^1, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^1, \psi_{3,1}^1, \dots, \psi_{N_t,1}^1, \dots\}$ 可以使用此处描述的任何量化方案 (例如表4的第一列) 从其二

进制表示中重构。随后预编码器V1可以被重构1334。预编码器P1可以针对第一子载波组被进一步计算1335。随后针对第二子载波组的角度 $\{\phi_{1,1}^d, \phi_{2,1}^d, \dots, \phi_{N_t-1,1}^d, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^d, \psi_{3,1}^d, \dots, \psi_{N_t,1}^d, \dots\}$ 可以使用此处描述的任何量化方案(例如表4的第二列)从其二进制表示中被重构1336。随后利用以上角度,角度 $\{\phi_{1,1}^2, \phi_{2,1}^2, \dots, \phi_{N_t-1,1}^2, \dots\}$ 和 $\{\psi_{2,1}^2, \psi_{3,1}^2, \dots, \psi_{N_t,1}^2, \dots\}$ 可以被进一步重构1337。例如, $\phi_{1,1}^2 = \phi_{1,1}^1 + \phi_{1,1}^d$ 。随后预编码器V2可以利用上述角度被进一步重构1338。最后预编码器P2可以针对第二子载波组被进一步计算1339。

[0190] 包含多个组分的CSI反馈可以根据又一实施方式和结合此处描述的任何实施方式来使用。例如,一个组分可以包括长期信道反馈,而另一组分可以包括短期信道反馈。长期信道反馈比短期信道反馈更低频率地反馈。长期信道反馈比短期信道反馈更安全地被保护。通常,长期信道反馈比短期信道反馈每一项使用更多比特来量化。

[0191] 同样,一个组分可以包括宽带信道反馈,而另一组分可以包括子带信道反馈。宽带信道反馈比子带信道反馈在频域中更低频率地反馈。宽带信道反馈还比子带信道反馈保护力度更强。宽带信道反馈通常比子带信道反馈每一项使用更多的比特来量化。

[0192] 此外,一个组分可以包括LOS信道反馈,而另一组分可以包括NLOS 信道反馈。LOS反馈比NLOS反馈保护力度更强。LOS反馈比NLOS反馈每一项使用更多比特来量化。

[0193] 如以上描述,SVD可以在信道估计后完成。仅右奇异矩阵V可以被用于反馈。反馈右奇异矩阵V的机制暗示波束成形辅助方执行SVD和反馈右奇异向量。可以假设奇异值以递减方式排序。

[0194] 由于从波束成形方视点的动态MU-MIMO调度和配对(MU-MIMO用户的数目,在相同MU-MIMO操作中被配对的用户索引以及AP和所有潜在MU-MIMO接收机之间的时变信道条件),波束成形方可能使用部分或全部V矩阵来执行MU-MIMO传输。例如,当波束成形方传送两个数据流分组时,波束成形辅助方可以仅反馈V矩阵的前两列。以这种方式,可以支持针对CSI信息的增加请求。

[0195] 图14显示了使用增量BF反馈的MU-MIMO传输的示例1400。注意显式BF/MU-MIMO可以假设在这一示例中。波束成形方(BFer) 1401(其可以为AP)可以要求波束成形辅助方(BFee) 1402和1403(其可以为WTRU)以反馈CSI。

[0196] BFer 1401可以使用反馈来执行BF/MU-MIMO。BFer 1401可以执行至BFee1直到BFee4的MU-MIMO传输1410a。每个BFee可以分别被分派单个数据流分组1411、1412、1413、和1414。BFer 1401可能通过先前的反馈传输知道BFee的V矩阵的第一列。

[0197] BFer 1401随后选择执行至BFee1和BFee5的MU-MIMO,其中每个BFee可以通过获取来自BFee1的V矩阵的第二列的知识和来自BFee 5 的V矩阵的前两列的知识1410b而被分派两个数据流。在这一示例中,BFer 1401可以仅要求BFee1以反馈1418V矩阵的第二列,因为其已经具有以上描述的V矩阵的第一列。

[0198] Nc可以分别在NDPA帧1415和/或BF反馈帧1418和1419中标识,由此BFer 1401和BFee1 1402均知道V矩阵的前Nc列可以被传送。Ms 可以被定义以启用增量反馈,并且可以在MAC头中传送。Ms可以表示被反馈的V矩阵的开始列。例如,在Ms=2,Nc=1情况下,BFer 1401和BFee1 1402可以知道V矩阵的第二列仅需要列。

[0199] Ms可以使用各种方法来传送。在一示例中,BFer 1401可以通过在SIFS之后发送

NDPA帧1415之后跟随NDP帧1416和BF轮询帧1417 来发起探测。BFer 1401可以在NDPA帧中包括针对每个BFee的至少一个WTRU信息字段。WTRU信息字段如表5中所定义。

[0200] 表5 WTRU信息字段

[0201]

AID	反馈类型	Nc索引	Ms索引
-----	------	------	------

[0202] Ms还可以使用甚高吞吐量 (VHT) 压缩后的波束成形帧来传送,其还被用于反馈波束成形矩阵 (V矩阵)。VHT压缩后的波束成形帧为动作帧。VHT MIMO控制字段、VHT压缩BF报告字段、和MU排他BF报告字段可以包括在帧主体中。增量反馈可以在先前反馈之后被压缩,即其基于V 矩阵的先前压缩后的前几列继续压缩V矩阵的相应列。由此,BFer可以将这一反馈与先前反馈组合以解压缩V矩阵的相应列。替换地或附加地,增量反馈可以独立于先前反馈,即V矩阵的特定列的压缩和解压缩不依赖于先前反馈。VHT压缩后的波束成形帧可以如表6中所定义。

[0203] 表6 VHT波束成形帧

[0204]

Nc索引	Nr索引	Ms索引	信道宽度	分组	码本信息	反馈类型	剩余分段	第一分段	预留	探测分段
------	------	------	------	----	------	------	------	------	----	------

[0205] 此处公开了与在此描述的任意实施例同时使用的具有多个组分反馈的探测过程。可以使用两个探测PPDU格式。一个被称作规则或交错PPDU,其承载MAC帧。常规或交错PPDU可以是用于信道探测的具有扩展LTF 的常规PPDU。另一个被称作空数据分组 (NDP),其不承载MAC帧,即在NDP中不包括MAC头。由此,NDP可以跟随在其MAC头中包含必要 MAC信息的PPDU并且将NDP公告比特设置为1。通常这种类型的PPDU 称作空数据分组公告 (NDPA)。

[0206] 即时和延迟探测反馈均可以被考虑。反馈可以与其它分组独立或者汇聚。BF反馈组分索引可以根据由系统使用的详细多组分反馈方法来定义。例如,如果长期和短期均被使用,为0的BF反馈组分索引可以指示长期反馈,而为1的BF反馈组分索引可以指示短期反馈。注意一个系统使用多余一种多组分反馈方法是可能的,例如长期/短期反馈、宽带/子带反馈、和 LOS/NLOS反馈可以被一起使用。在这一场景中,索引可以被定义成覆盖所有的可能性。

[0207] 图15显示了根据上述说明的波束成形方发起的多组分探测过程的示例 1500,并且可以与在此描述的任意实施例同时使用。在这一示例中,当NDP 1512被使用时,波束成形方1501可以在NDPA 1511MAC头1510中指示BF反馈组分索引。波束成形辅助方1502可以检测BF反馈组分索引,并且准备所请求的BF反馈1514组分到波束成形方1501。当交错探测 PPDU被传送时,BF反馈组分索引可以包括在PPDU的MAC头1513中。在这一示例中,波束成形方1501可以决定BF反馈的一个组分是足够的,并且如图15所示包括这一信息作为这一探测帧中的BF反馈组分索引。

[0208] 图16是示例NDPA帧1600。NDPA帧1601可以包括帧控制1610 字段、持续时间1611字段、RA 1612字段、TA 1613字段、探测序列1614 字段、诸如WTRU info1 1615a至WTRU info n 1616的WTRU信息字段、和FCS 1617字段。利用例如在MU-MIMO情况中的多余一个波束成形

辅助方,BF反馈(FB)组分索引1615a字段还可以被定义在每个WTRU info1 1615a字段中。WTRU info1 1615a字段还可以包括关联ID(AID) 1615b、FB类型1615c字段、和Nc索引1615d字段。

[0209] 可替换地,如图17所示,BF反馈(FB)组分索引1707可以包括在 NDPA帧中,其被由帧1700指示为意向接收方的所有WTRU共享。NDPA 帧1701还可以包括帧控制1701字段、持续时间1703字段、RA 1704字段、TA 1705字段、探测序列1706字段、诸如WTRU info1 1708至WTRU info n 1709的WTRU信息字段和FCS 1710字段。

[0210] 当使用多组分反馈时,波束成形方可以使用一些反馈组分来执行一些处理。例如,MU-MIMO分组可以基于若干反馈组分来执行。由于存储限制,波束成形方,可以为在这一示例中的AP,可能希望保存更重要的信道组分,并且消除不太重要的信道组分。

[0211] 当从波束成形辅助方显式反馈多个奇异向量给波束成形方时,对于不同模式存在不同的反馈周期。例如,主奇异向量可以比剩余奇异向量以更长周期反馈(更低频率)。

[0212] 此外,如此处所述,隐式反馈可以被用于主特征模式(dominant eigenmode)(依赖于信道互惠)并且显式反馈可以被用于剩余特征模式。在这种情况下,与针对剩余特征模式的显式反馈(对应于显式上行链路反馈)相比,更低频率的隐式反馈也被针对主特征模式使用(对应于上行链路探测)。

[0213] 取代于反馈频域信道响应,时域信道脉冲响应可以被反馈。这由典型地频域中采样的数目(子载波的数目)比时域中采样的数目(抽头数)大得多的事实激发。时域信道反馈由此能够降低整体反馈开销。另一方面,时域信道反馈不仅提供信道的右奇异向量,而且也提供信道的左奇异向量以及信道的奇异值。

[0214] 如果信道估计在频域完成,则所获得的频域信道响应可以经由反向傅立叶变换FFT首先被转换成时域信道响应。时域信道可以由三维信道矩阵表示:

[0215] $H_{N_r \times N_t \times L} = \{h_{i,j,k}\}_{i=0,\dots,N_r-1,j=0,\dots,N_t-1,k=0,\dots,L-1}$ 等式12

[0216] 其中 N_r 为接收天线的数目, N_t 为发射天线的数目, L 为抽头数, i 为接收天线的索引, j 为发射天线的索引,以及 k 为多路径抽头的索引。

[0217] 三维信道矩阵可以使用直接元素智能(element wise)反馈来反馈。对于每个复数项,实部(使用实标量的量化)和虚部(使用实标量的量化)可以被分离地量化。替换地,幅度(使用正实标量的量化)和相位(使用0和 2π 之间的角度的量化)可以被分离地量化。

[0218] 图18显示了其中基于吉文斯旋转的分解被用于反馈多路径信道抽头的示例1800。在图18的示例中,STF/LTF/SIG 1817字段在MAC帧之前。在MAC帧内可以为针对每个抽头和天线1814、1815、和1816的反馈。在针对每个抽头的天线的反馈内可以为抽头索引1810字段、天线索引1811 字段、抽头延迟扩展1812、和针对第 i 个抽头和第 j 个rx天线上的信道向量的基于吉文斯旋转的反馈1813。

[0219] 对于这一示例, h 可以定义为对应于发射天线接收天线对 $\{h_{i,j,:}\}$ 、或者发射天线多路径对 $\{h_{:,j,k}\}$ 、或者接收天线多路径对 $\{h_{i,:,k}\}$ 的时域信道向量。每个向量可以被表述为向

量强度 $|h|$ 以及单位范数的向量方向 $\frac{h}{|h|}$ 。由于向量强度可以被量化为单个正实数,向量方

向的量化用于该示例。在下面,例如 $\begin{Bmatrix} h_{i,j,k} \\ h_{l,j,k} \end{Bmatrix}$ 可以被使用,其中存在 $N_r * L$ 个这种向量,每个的大小为 $N_t \times 1$ 。

[0220] 基于吉文斯旋转的分解可以被用在每个单位范数向量上,本质上将向量分解成可以被分离地量化的多个角度(Φ 和 Ψ)。对角相位旋转(Φ)可以被用于从原始向量中移除虚部。由于这一步骤,存在大小为 $N_t * 1$ 的实值单位范数向量。接下来,对于从向量的第二项到向量的最后一项的每个实值项,吉文斯旋转可以被用于将那一项转换为0。在这一示例中,向量的第一项为实值1。由于这一步骤,存在具有第一项1和所有其它项0的单位范数向量。随后量化角度 Φ 和 Ψ ,每一个具有有限数目的比特 N_Φ 和 N_Ψ ,可以被执行。所有的角度 Φ 和 Ψ 由此唯一地(与其排序信息一起)确定分解前的原始向量,并且可以被用于重构原始向量。对于具有相对大向量强度 $\{|h_{i,j,k}|\}$ 的那些向量,用于量化角度 Φ 和 Ψ 的大量比特 N_Φ (N_Ψ)被使用。

[0221] 在特定情况下,可以使用频域信道反馈和时域信道反馈的混合。特别地,长期信道方法可以在时域单独地反馈。这是可能的,因为长期信道方法没有在频域上改变很多。在这种情况下,即时信道和长期信道方法之间的差异在频域可以是不同的,并且可以为频域中的所有子载波独立地反馈。

[0222] 另一方面,LOS组分可以在时域中反馈,而信道的NLOS组分可以在频域中反馈。

[0223] 当使用发射波束成形时,信道状态信息可以用两个不同的通用方法来获得。一种方法为隐式反馈,其中上行链路信道(从WTRU到AP)可以被视为与下行链路信道(从AP到WTRU)互易。由此,AP可以首先测量上行链路信道,并且基于上行链路信道推导出下行链路波束成形向量。注意,信道互易主要用于时分双工(TDD),其中上行链路/下行链路传输使用相同的载波频率。同样,信道可以是物理无线电信道,而发射/接收RF部分可以不是互易的,需要提前校准。对于校准的需要在一定程度上限制了隐式反馈的使用。

[0224] 另一方法是显式反馈,其不需要RF校准。在这一情况中,接收机(WTRU)可以估计下行链路信道并且将下行链路信道信息以时域CSI、频域CSI、推荐的预编码器或其他形式发送回发射机(AP)。显式反馈不会遭受任何发射机/接收机RF误匹配,但是需要WTRU的协作来执行反馈。

[0225] 公开了针对主特征模式的隐式反馈以及针对剩余特征模式的显式反馈和显式特征模式:

[0226] $H_d = U_d S_d V_d'$ 定义为下行链路信道 H_d 的SVD,其中 $U_d = [u_{1d}, u_{2d}, u_{3d}, \dots]$ 为左奇异向量, $S_d = \text{diag}([s_{1d}, s_{2d}, s_{3d}, \dots])$ 为以递减顺序的奇异值,以及 $V_d = [v_{1d}, v_{2d}, v_{3d}, \dots]$ 为对应的右奇异向量。 $\{u_{1d}, s_{1d}, v_{1d}\}$ 的集合已知为下行链路信道 H_d 的第一主特征模式, $\{u_{2d}, s_{2d}, v_{2d}\}$ 已知为下行链路信道 H_d 的第二主特征模式等等。

[0227] $H_u = U_u S_u V_u'$ 定义为下行链路信道 H_u 的SVD,其中 $U_u = [u_{1u}, u_{2u}, u_{3u}, \dots]$ 为左奇异向量, $S_u = \text{diag}([s_{1u}, s_{2u}, s_{3u}, \dots])$ 为以递减顺序的奇异值,以及 $V_u = [v_{1u}, v_{2u}, v_{3u}, \dots]$ 为对应的右奇异向量。 $\{u_{1u}, s_{1u}, v_{1u}\}$ 的集合已知为下行链路信道 H_u 的第一主特征模式, $\{u_{2u}, s_{2u}, v_{2u}\}$ 的集合已知为下行链路信道 H_u 的第二主特征模式等等。

[0228] 隐式反馈可以被用于在发射机(AP)处获取主特征模式,并且显式反馈可以被用于

在发射机 (AP) 处获取剩余 (residual) 特征模式 (或者剩余特征模式的一部分)。通常,主特征模式不太受上行链路/下行链路失配 (如果有) 的影响。

[0229] 以下的示例公开了以第一特征模式作为主特征模式。发射机可以从上行链路测量直接获取 $\{u_{1u}, s_{1u}, v_{1u}\}$, 作为下行链路的估计 $\{u_{1d}, s_{1d}, v_{1d}\}$, 该估计可以被显式地反馈。另一方面, 对于所有剩余特征模式 $\{u_{2d}, s_{2d}, v_{2d}\}$ 、 $\{u_{3d}, s_{3d}, v_{3d}\}$ 等等, 发射机可以依赖于显式反馈。整体信道可以被重构为:

[0230] $H = S_{1u}U_{1u}V'_{1u} + S_{2d}U_{2d}V'_{2d} + S_{3d}U_{3d}V'_{3d} + \dots$ 等式13

[0231] 在以上中, 当涉及特征模式时, 其指的是奇异值和向量的集合 $\{u_{1u}, s_{1u}, v_{1u}\}$ 。

[0232] 在一些情况中, 右奇异向量可能仅例如在SU-MIMO通信完成时对于每个模式可以是需要的。由此, 隐式反馈可以被用于获取主右奇异向量, 以及显式反馈可以用以获取剩余右奇异向量。

[0233] 在一些其他情况中, 仅右奇异向量以及奇异值对于每个模式被需要。由此, 隐式反馈被用于获取针对主特征模式的奇异值和右奇异向量, 并且可以使用显式反馈来获取针对剩余特征模式的奇异值和右奇异向量。

[0234] 图19显示了根据另一实施方式和结合此处描述的任一实施方式使用的用于启用混合隐式/显式反馈的示例帧格式1900。MAC帧1919可以使用特定MCS包含来自非主特征模式的实际反馈比特。用于反馈传输的一个空间流1921可以被用于发送来自接收机侧的反馈。在这种情况下, 在STF 1914之后, 一个LTF-1 1915可以被用于递送显式反馈。然而, 可能存在多于一个使用的LTF, 并且LTF的数目至少等于接收天线的数目1920以便发射机能够估计整个上行链路信道。这在图19中以LTF-2 1916至 LTF-Nr 1917表示。此外, SIG 1918可以包括除了可以被包括的其他字段 1911和1913之外的针对显式反馈应当依赖的特征模式的索引1912。

[0235] 图20A-20B显示了在AP中的下行链路和上行链路信道的示例2000。天线的远场发射/接收波束模式基于电磁互易性是等价的。由此, 对于使用 TDD (时分双工) 的WLAN系统, 下行链路 (从AP到WTRU) 中的传播信道 H_{DL} 与上行链路 (从WTRU到AP) 中的传播信道 H_{UL} 互易。在数学上这可以表达为 $H_{DL} = H'_{UL}$ 。这里 H_{DL} 大小为 $N_r * N_t$, 其中 N_r 为WTRU侧接收天线的数目, 以及 N_t 为AP侧发射天线的数目。

[0236] 在图20A和20B的示例中, AP 2001和WTRU之间的传播信道在上行链路和下行链路中可以是互易的。然而, 干扰是不互易的。在WLAN系统中, 干扰信号可以为来自相邻AP和WTRU的WiFi信号, 或者蓝牙/微波信号。更重要的, 不同I/Q混合器可以在发射机路径和接收机路径中使用。此外, 不同的放大器可以在发射机路径和接收机路径中被使用。最后, 不同的路径长度和天线可以在发射机路径和接收机路径中使用。

[0237] 如图20A中的示例所示, AP 2001和WTRU1 2003之间的在下行链路中的传播信道 $H_{1,DL}$ 2002a使用I/Q混合器2011a, 放大器2012a以及天线 2013b和2014a (与I/Q混合器2011b, 放大器2012b以及天线2013a相反)。类似地, AP2001和WTRU2 2004之间的在下行链路中的传播信道 $H_{1,DL}$ 2002b使用I/Q混合器2011a, 放大器2012a以及天线2013b和2014b。

[0238] 然而如图20B所示, AP 2001和WTRU1 2003之间的在上行链路中的传播信道 $H_{1,UL}$ 2005a使用I/Q混合器2021b, 放大器2022b以及天线2023b 和2024a (与I/Q混合器2021a, 放大器2022a以及天线2023a相反)。类似地, AP2001和WTRU2 2004之间的在下行链路中的传播

信道 $H_{2,UL}$ 2005b 使用I/Q混合器2021b,放大器2022b以及天线2023b和2024b。

[0239] 由此,包括无线电传播路径以及模拟前端的整体信道可能是不互易的。RF失真可以被建模为对角矩阵 $H_{DL} = H'_{UL} \cdot \Lambda$,其中 $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 e^{ja_1}, \lambda_2 e^{ja_2}, \dots, \lambda_{N_t} e^{ja_{N_t}})$, λ_n 代表第n个天线路径上的幅度误差,以及 a_n 代表第n个天线路径上的相位误差。失真矩阵的对角结构源于(stem from)天线耦合非常低的假设,其在大多数情况中是正确的。天线校准可以被用于移除由天线耦合引起的失真。实际上,由于电磁上的内部温度变化和由于振荡器漂移,频繁的天线校准是期望的。

[0240] 图21显示了基于混合反馈的MU-MIMO过程的示例2100。AP 2101 可以传送NDPA帧2111,其可以包括WTRU1 2102的地址,WTRU2 2103 的地址,以及也规定了WTRU1 2102可以执行显式反馈,而WTRU2 2103 可以执行隐式反馈。在接收NDPA帧2111和NDP帧2112时,WTRU1 2102可以准备信道估计和波束成形报告,而WTRU2 2103可以准备上行链路探测。系统中的其他WTRU可以选择休眠。AP 2101随后传送NDP帧 2112到WTRU1 2102和WTRU2 2103。WTRU1 2102可以使用波束成形报告传送包括对应于 H_1^{DL} 的CSI的反馈2113。这一波束成形报告可以与 $N_g=1$ 一起发送,由此校准可以由AP 2101完成。反馈2113分组中的LTF 可以使得AP 2101能够估计来自WTRU1 2102的上行链路信道。

[0241] 在接收到来自WTRU1 2102的反馈时,AP 2101可以随后从波束成形报告中重构下行链路信道。同时,AP 2101可以基于LTF直接估计上行链路信道。利用这两个估计,AP 2101可以随后计算即时校准校正矩阵 Λ 。AP随后传送轮询分组2117以请求WTRU2 2103来传送探测分组2114。WTRU2 2103可以传送上行链路探测分组2114。AP 2101可以随后基于在探测分组2114的前导码中的LTF来估计上行链路信道 H_2^{UL} 。AP 2101可以随后使用估计的信道 H_2^{UL} 以及上行链路/下行链路校准校正矩阵 Λ 来估计下行链路信道 H_2^{DL} 。AP 2101随后基于 H_1^{DL} 和 H_2^{DL} 计算预编码器,并且使用计算的预编码器来传送空间MU-MIMO分组2116到WTRU1 2102和 WTRU2 2103。

[0242] 这一示例MU-MIMO混合反馈过程可以允许频繁校准更新而没有较高的反馈开销。校准可以在AP 2101的发射机和接收机链之间执行。由此利用MU-MIMO组中的任何单独的WTRU执行校准过程是足够的。知道组中的任何WTRU的上行链路信道和下行链路信道的AP可以执行校准过程。由此,一旦WTRU1 2102由 Λ 校准,相同的校准可以被应用于来自AP 2101侧的WTRU2 2103。由此,WTRU2的信道的显式反馈是不必要的。

[0243] 尽管在图21的示例中使用两个WTRU,但是这一过程可以扩展到多于两个WTRU。显式反馈可以被应用到WTRU中的一者,以及隐式反馈可以被应用到剩余WTRU。多个标准可以被评估用于选择哪个WTRU可以被用于显式反馈。例如可以选择具有最强RSSI的WTRU。

[0244] 图22和23显示了如何执行波束成形报告的优先级排序,其可以根据又一实施方式和结合任一实施方式被使用。

[0245] 压缩后的波束成形报告在IEEE 802.11ac中使用,其中每个右奇异矩阵可以被分解为多个酉矩阵,每个酉矩阵由参数角度 Φ (在 $[0, 2\pi]$ 范围内) 或 Ψ (在 $[0, \pi/2]$ 范围内) 表示。每个角度随后在其范围内被均匀量化,由有限数目的比特 $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{t-1}$ 表示,其中 t 是表示角度的比特数, b_0 是最低有效位 (LSB),以及 b_{t-1} 是最高有效位 (MSB)。取决于SU/MU操作或者期望的精度, $t=4, 5, 6, 7, 8$,或者9并且是可配置的。

[0246] 然而针对每个角度的反馈比特 $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{t-1}$ 带有不同的权重,并且由此不同

反馈比特中的误差通常对于反馈质量有不同影响。例如,对于 Ψ (在 $[0, \pi/2]$ 范围内),比特误差 b_0 比比特误差 b_{t-1} 的影响更小,尤其是 t 有较大值时。由此,更有效比特 (MSB或其最近邻居) 可能比较低有效比特 (LSB或其最近邻居) 需要更高的安全保护。

[0247] 图22显示了其中为了能够改善对MSB的保护和安全对不均等重要性的反馈比特应用不均等保护的示例2200。具有不均等重要性的不同反馈比特可能经由不同MCS不同程度地保护。将所有角度的MSB一起分组到 MSB子帧,并且将所有角度的LSB一起分组到LSB子帧是可能的。可以随后使用不同的误差保护机制。例如,更加健壮MCS (较低码率,较小星座图 (constellation) 大小) 可以被用于承载MSB子帧。另一方面,较不健壮的MCS (较高码率,较大星座图大小) 可以被用于承载LSB子帧。

[0248] 图22的示例通过使用汇聚MPDU (A-MPDU) 2210、2211、2212来实现反馈比特的不均等保护。在单个A-MPDU 2211中,MSB子帧和LSB子帧2214可以作为独立子帧被汇聚到一起,之后跟随填充字段2215。在 MPDU分隔符2213中的预留比特2217可以为MCS指示目的被重新使用。MPDU分隔符2213还可以包括帧结束 (EOF) 字段2216、MPDU长度字段2218、CRC字段2219、和分隔符序列2220。这种对反馈比特的不均等保护可以允许反馈链路中更加有效的无线电资源利用。

[0249] 图23显示了其中针对不均等重要性的反馈比特的单独的CRC检查也被用于帮助区分不同反馈比特的误差事件的示例2300。取代于在CRC失败后丢弃整个反馈分组,单独的CRC 2313和2319可以被应用到反馈内容,其可以被划分成多个子帧。以这种方式,每个子帧可以被提供单独的CRC,由此仅具有失败的CRC的子帧被丢弃。同时,具有通过的CRC的其他子帧仍然被反馈给发射机以提供有用的信道信息,其被用于波束成形,帮助用户选择或者干扰协作。

[0250] 这一示例此处可以结合在其他实施方式中描述的A-MPDU汇聚使用。例如,进一步的步骤可以根据其重要性将反馈帧划分成多个子帧,例如分别具有单独的CRC 2313和2319的MSB MPDU子帧2315和LSB MPDU子帧2321。由此,如果LSB MPDU子帧2321CRC失败,并且MSB MPDU子帧2315CRC通过,仍然存在一些级别的信道信息来协助波束成形,针对 MU-MIMO的用户选择或者干扰协作。

[0251] 这一方法的一种应用是当SU/MU反馈都被执行时。例如,MU反馈可以为每一角度使用3个额外比特。由此,当在SU反馈中4比特量化被用于每个角度 Ψ ,则在MU反馈模式中7比特量化可以被用于每个 Ψ 。在这一情况中,整个反馈帧可以被分离成两个子帧,SU子帧对于每个角度包含 4个较高有效位,MU子帧对于每个角度包含3个较低有效位。在这种情况下,如果MSB MPDU子帧2315 (对于SU反馈) CRC通过,并且LSB MPDU子帧2321 (对于MU反馈) CRC失败,则SU波束成形或者独立实施的其他传输方案可以被执行,而不是不进行任何传输。图23的示例显示了每个反馈子帧也可以分别与EOF字段2310和2323,分别与MCS字段2311和2317,分别与MPDU长度字段2312和2318,分别与分隔符序列2314和2320,分别与填充字段2316和2322一起传送。

[0252] 当使用波束成形时,前导码可以被设计成LTF利用被用于数据的相同的预编码矩阵进行波束成形。这一预编码矩阵通常是来自SVD的右奇异矩阵 V 。复合信道 (物理信道+预编码矩阵) 随后可以在接收机处使用LTF被估计。由于复合信道不必是平滑的,诸如最小均方平滑的信道估计技术不能在接收机处使用。

[0253] 图24显示了可以结合此处描述的任何其他实施方式使用的根据又一实施方式启用接收机处的平滑的示例前导码结构2400。OSTF 2411和OLTF 2412字段可以以全向模式发送,并且可以由接收机使用来使用平滑方法直接估计物理信道。OLTF 2412的数量对于估计每个发射天线的信道是足够的。波束成形可以从STF 2413开始,其可以被用于设置接收机处的自动增益控制(AGC)。为了启用这样的前导码,接收机可以基于STF 2413、SIG 2414、和数据字段2415单独地知道可以被使用的预编码矩阵。

[0254] 图25显示了允许使用以上描述的前导码的波束成形的用于单个用户波束成形的示例信令过程2500。波束成形方(BFer) 2501,其可以为AP,可以发送NDPA 2511和之后跟随的NDP 2512。波束成形辅助方(BFee) 2502,其可以为WTRU,可以使用NDP 2512来执行信道估计并且在需要的情况下可以使用平滑方法。BFee 2502可以随后计算预编码矩阵并且使用压缩后的反馈或者其他反馈方法在BF反馈帧2513中传送预编码矩阵。BFer 2501可以随后使用前导码s和其从BFee 2502接收的预编码器矩阵来传送数据。前导码结构可以包括以全向模式传送的OSTF 2514和OLTF 2515字段和STF 2516和SIG 2517字段以及之后跟随的数据分组2518。BFee 2502可以随后使用全向LTF来估计物理信道并且在需要的情况下使用平滑。BFee 2502可以随后使用在信道探测阶段计算的预编码矩阵来解码数据分组2518。这一过程可以实现对两个链路上的信道估计进行平滑以及性能增强。BFee2502可以结合其从NDP 2512和OLTF 2515计算的信道估计来进一步改善信道估计。

[0255] 图26显示了从使用图24的前导码结构和图25的信令过程在数据传输上启用平滑时的模拟结果2600。图26的示例显示了在探测和传输时的理想信道2611、在探测和传输时应用最小平方(LS)估计的信道2612、在传输时在迫零(ZF)探测上应用LS估计的信道2613、以及在探测上应用ZF和在传输上应用ZF的信道2614,使用速率1/2二进制移相键控(BPSK)对于100ns rms延迟扩展信道可以获得大约0.75db的性能改善。

[0256] 类似地,还可以在探测和传输时的理想信道2621、在探测和传输时应用LS估计的信道2622、在传输时在ZF探测上应用LS估计的信道2623、以及在探测上应用ZF和在传输上应用ZF的信道2624,使用速率5/6 64 正交幅度调制(QAM)对于100ns rms延迟扩展信道获得大约0.75dB的性能改善。

[0257] 图27显示了针对MU MIMO的示例信令过程2700。BFer 2701,其可以为AP,可以发送NDPA 2711,之后跟随NDP 2712。BFee1 2702可以为WTRU,以及BFee2 2703可以为另一WTRU,它们可以随后发送其独立的BF反馈分组2713和2715到BFer 2701。在这一示例中,BFer 2701 还传送轮询2714到BFee1 2702和BFee2 2703。BFer 2701可以随后计算将使用的预编码器矩阵,并且以全向模式在权重公告(WA)帧2716中传送这一信息。在SIFS间隔之后,MU数据分组2721可以使用以上描述的前导码结构被传送。特别地,MU数据与OSTF 2717、OLTF 2718、STF 2719、和SIG 2720可以一起传送。

[0258] 由于WA帧2716可以以全向模式发送,其可以比在它之后的MU数据分组2721更加健壮,并且可以无差错接收。对于过程的修改可以在传输预编码数据分组2721之前允许BFer 2701和BFee 2702和2703之间的ACK 交换,从而确保WA帧2716可以由所有BFee无差错接收。

[0259] 在BFee1 2702和BFee2 2703可以接收彼此的传输并且可以具有解码来自彼此的BF反馈分组2713和2715的能力的情况下,WA帧可以进一步被简化。一组MU-MIMO权重计算方案可以被预定义并且被分派 MU-MIMO权重模式索引给他们。例如,索引0可以表示ZF,索引1

可以表示MMSE等。BFer 2701和BFer 2702和BFee2 2703可以实际上知道方法,这些预定义的MU-MIMO权重计算算法通过该方法被执行。由此 WA帧2716可以包括MU-MIMO权重模式索引,而不需要传送MU-MIMO 权重的整个集合。替换地,WA帧2716可以被删除,并且MU-MIMO权重模式索引可以在NDPA帧2711中传送。以这种方式,NDPA帧2711可以被修改成包含这一索引。在接收到来自BFee2 2703的BF反馈2715时, BFee1 2702可以根据其自身信道和来自BFee2 2703的信道反馈来计算将被使用的MU-MIMO权重。BFee2 2703可以以相同方式计算其自身的 MU-MIMO权重。

[0260] 在接收机处的处理还可以启用平滑。发射机处的天线数目可以定义为 N_T ,以及接收机处的天线数目和数据流数目可以定义为 N_R ,其中 $N_T \geq N_R$ 。接收到的频率点 (frequency bin) k ($k=0, \dots, N-1$) 上的信号向量 $\underline{r}_k$ 可以被表示为:

[0261] $\underline{r}_k = H_k V_k \underline{a}_k + \underline{n}_k$ 等式14

[0262] 其中 $\underline{r}_k$ 是长度 N_R 的接收向量, $\underline{a}_k$ 可以是传送的长度 N_R 的数据向量, $\underline{n}_k$ 是长度 N_T 的复杂附加高斯噪声向量。信道矩阵 H_k 可以随后定义为 $N_R \times N_T$,具有由 $H_k = U_k S_k V_k^H$ 给出的SVD分解,其中 U_k 和 V_k 为酉矩阵,以及 S_k 为非负实奇异值的对角矩阵。可以假设右奇异矩阵 V_k 被用于预编码数据。由此,上述接收信号模型可以被减少为:

[0263] $\underline{r}_k = U_k S_k \underline{a}_k + \underline{n}_k$ 等式15

[0264] 通常符合信道矩阵 $\tilde{H}_k = U_k S_k$ 直接从LTF中估计并且被用在后续数据解码中。然而,通过此,不进行信道平滑。

[0265] 作为替换,由于SVD在接收机处执行,其已经获得左奇异矩阵 U_k ,由此可以如下被显式使用:

[0266] $\tilde{\underline{r}}_k = U_k^H \underline{r}_k = S_k \underline{a}_k + \underline{n}_k$ 等式 16

[0267] 现在,信道估计可以按如下基于每个数据流来完成。考虑 $\tilde{\underline{r}}_k, i=1, \dots, N_R$ 的第 i 个元素:

[0268]

$$\tilde{r}_{k,i} = S_{k,i} a_{k,i} + n_{k,i} \quad \text{等式 17}$$

[0269] 定义 $N \times 1$ 向量 $\underline{t}_i = [\tilde{r}_{0,i} \ \tilde{r}_{1,i} \ \dots \ \tilde{r}_{N-1,i}]^T$, $\underline{L}_i = [S_{0,i} \ S_{1,i} \ \dots \ S_{N-1,i}]^T$, $\underline{d}_i = [a_{0,i} \ a_{1,i} \ \dots \ a_{N-1,i}]^T$ 和 $\underline{w}_i = [n_{0,i} \ n_{1,i} \ \dots \ n_{N-1,i}]^T$,以及数据矩阵 $D = \text{diag}(\underline{d}_i)$ 。则对于第 i 个数据流:

[0270] $\underline{t}_i = D \underline{L}_i + \underline{w}_i$ 等式18

[0271] 注意“信道向量” $\underline{L}_i$ 的元素可以均由奇异值组成,其被定义为非负实值。由于这些可以为频域中的信道系数,均等时域响应 $\underline{L}_i$ 可以是对称的,即 $L_{i,h} = L_{i,N-K}^*$ 。使得 F_N 定义为维数 N 的傅里叶矩阵。则:

[0272] $\underline{L}_i = F_N \underline{l}_i$ 等式19

[0273] 在时间上信道脉冲响应的长度 L_h 通常比FFT大小 N 小得多的事实可以用于如下形成 $N \times (2L_h+1)$ 矩阵 G 和 $(2L_h+1)$ 向量 $\underline{h}_i$:

[0274]

$$G = \begin{bmatrix} F_{N,0} & 2\text{Re}\{F_{N,1}\} & -2\text{Im}\{F_{N,1}\} & 2\text{Re}\{F_{N,2}\} & -2\text{Im}\{F_{N,2}\} & \dots & 2\text{Re}\{F_{N,L_h}\} & -2\text{Im}\{F_{N,L_h}\} \end{bmatrix} \quad \text{等式 20}$$

[0275]

$$\underline{h}_i = [\underline{l}_{i0} \text{Re}\{\underline{l}_{i,1}\} \text{Im}\{\underline{l}_{i,1}\} \text{Re}\{\underline{l}_{i,2}\} \text{Im}\{\underline{l}_{i,2}\} \dots \text{Re}\{\underline{l}_{i,L_h}\} \text{Im}\{\underline{l}_{i,L_h}\}]^T \quad \text{等式 21}$$

[0276] 其中 $\underline{F}_{n,j}$ 为 $\underline{F}_N$ 的第j列,以及 $\underline{l}_{i,j}$ 为 $\underline{l}_i$ 的第j个组分。由此等式(19) 可以被重写为:

$$[0277] \quad \underline{L}_i = \underline{G} \underline{h}_i$$

[0278] 并且插入等式(18)以获得:

$$[0279] \quad \underline{t}_i = \underline{D} \underline{G} \underline{h}_i + \underline{w}_i$$

[0280] 针对 $\underline{L}_i$ 的最小平方估计可以按以下获得:

$$[0281] \quad \underline{\tilde{L}}_i = \text{Re}\{G(G^H D^H D G)^{-1} G^H D^H \underline{t}_i\} \quad \text{等式 22}$$

[0282] 取代于最小平方,最小均方估计(MMSE)还可以使用噪声变量的估计来获取。

[0283] 图28显示了当使用以上的算法时在信道估计最小平方误差上的改进 2800。在图28中,以上算法可以被使用,其中40MHz带宽上的4x 1波束成形系统具有50ns rms延迟扩展瑞利衰落信道,其使用 $N_T=4$, $N_R=1$, $N=128$ 和 $L_h=20$,具有15ns rms延迟扩展瑞利衰落信道,其使用 $N_T=4$, $N_R=1$, $N=128$ 和 $L_h=7$ 。可以确定LS估计2802为50ns信道提供了ZF信道估计2801a上的7.4dB增益。LS估计2803为15ns信道提供了ZF信道估计2801b上的11.8dB增益。ZF信道估计2801a和2801b具有独立于信道延迟扩展的相同的性能,因为他们不执行平滑。

[0284] 根据又一实施方式的码本设计在此处被描述并且可以结合此处描述的其他实施方式使用。首先用于均匀矩形阵列(URA)的LOS码本被公开。

[0285] 图29显示了具有9个发射天线(3x3矩形设置)和1个接收天线的示例2900。如果发射机配置有均匀矩形阵列,则可以使用LOS码本,其中每个码本的形式为:

$$[0286] \quad \underline{P}_{\text{URA}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta} \\ e^{j\chi} \\ e^{j2\theta} \\ e^{j(\theta+\chi)} \\ e^{j2\chi} \\ e^{j(2\theta+\chi)} \\ e^{j(\theta+2\chi)} \\ e^{j(2\theta+2\chi)} \end{bmatrix} \quad \text{等式 23}$$

[0287] 其中

$$[0288] \quad \theta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \omega \quad \text{等式 24, 以及}$$

$$[0289] \quad \chi = \frac{2\pi g}{\lambda} \cos \omega \quad \text{等式 25}$$

[0290] 在图29的示例中,d和g为每个方向上的均匀天线距离, λ 为波长,以及 ω 为转向角度。天线元件2901、2902、2904、2903、2905、2907、2906、2908、和2909分别被标为1到9,对应于等式(23)中的第一元素到第9元素。天线元件的不同标签将重组(reshuffle)等式(23)中的项。均匀天线距离2911a、2911b、2911c、2911d、2911e、和2911f对应于距离g。类似地,均匀天线距离2912a、2912b、2912c、2912d、2912e、和2912f对应于距离d。转向角度2921a、2921b、和2921c对应于 ω 。

[0291] 等式 (23) 给出了相同码本中的所有码字可以遵循的通用形式, 而实际参数 θ 和 x 可以一个码字与另一码字不同。

[0292] 变量 θ 和 x 可以在范围 $[0, 2\pi]$ 中量化。图30显示了可用范围的示例3000。范围的细调也是可能的。例如 θ (或 x) 可以被量化成四个不同值 $\pi/4$ 3001、 $3\pi/4$ 3002、 $5\pi/4$ 3003、和 $7\pi/4$ 3004 中的一个, 其可以消耗2比特。如图 30所示, 0 和 $\pi/2$ 3011 之间的任何角度可以被量化到 $\pi/4$ 3001; $\pi/2$ 3011 和 π 3012 之间的任何角度可以被量化到 $3\pi/4$ 3002; π 3012 和 $3\pi/2$ 3013 之间的任何角度可以被量化到 $5\pi/4$ 3003; 以及 $3\pi/2$ 3013 和 2π 3014 之间的任何角度可以被量化到 $7\pi/4$ 3004。

[0293] 替换地, 由于 θ 和 x 取决于转向角度 ω , 可以直接量化转向角度 ω , 并且 LOS 码本中的每个码字可以采取以下形式:

$$[0294] \quad \mathbf{P}_{\text{URA}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\omega} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}g\cos\omega} \\ e^{j2\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\omega} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda(d\sin\omega+g\cos\omega)}} \\ e^{j2\frac{2\pi}{\lambda}g\cos\omega} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda(2d\sin\omega+g\cos\omega)}} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda(d\sin\omega+2g\cos\omega)}} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda(2d\sin\omega+2g\cos\omega)}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 26}$$

[0295] 类似的码本结构可以针对不同数目的天线元件以直接方式 (straightforward manner) 扩展。通常, 对于 N 个元件的矩形天线阵列, m_i, n_i 为初始 (左上角天线阵列元素) 和第 i 个天线元件之间以单元距离数目的距离, 其中 d 为水平方向的单位距离, 以及 g 为垂直方向的单位距离, 码本中的每个码字采用以下形式:

$$[0296] \quad \mathbf{P}_{\text{URA}} = \begin{bmatrix} e^{j(m_1\theta+n_1\chi)} \\ e^{j(m_2\theta+n_2\chi)} \\ e^{j(m_3\theta+n_3\chi)} \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ e^{j(m_{N-1}\theta+n_{N-1}\chi)} \end{bmatrix} \quad \text{等式 27}$$

[0297] 再者,等式(21)给出了相同码本中的所有码字应当遵循的通用形式,而实际参数 θ 和 x 一个码字与另一码字不同。实际上,仅参数 θ 和 x (或者替换地转向角度 ω)可以被量化和反馈。

[0298] 替换地或附加地,双极化可以在URA顶部使用以进一步使得天线元件数目翻倍而不增加天线阵列大小。8个发射天线(2x2水平URA和2x2垂直ULA)和1个接收天线可以作为示例使用。在这一8-tx示例中,前4个发射天线可以共享水平极化并且可以采取URA结构,后4个发射天线可以共享垂直极化并且也可以采用URA结构。对于这种URA-XOP天线阵列,LOS码本中的每个码字可以采用如下形式:

$$[0299] \quad P_{XPO-URA} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \\ e^{j(\theta_1+\theta_2)} \\ e^{j\varphi} \\ e^{j(\theta_1+\varphi)} \\ e^{j(\theta_2+\varphi)} \\ e^{j(\theta_1+\theta_2+\varphi)} \end{bmatrix} \quad \text{等式 28}$$

[0300] 水平域中的转向角度可以与垂直域中的转向角度相同。角度 φ 代表水平极化和垂直极化的相位差。等式(28)给出了相同码本中的所有码字可以遵循的通用形式,而实际参数 θ_1 和 θ_2 和 φ 可以一个码字与另一码字不同。实际上,仅参数 θ_1 和 θ_2 和 φ 可以被量化和反馈。

[0301] 等式(28)中的码本结构可以支持秩-1传输。为了支持秩-2传输,LOS码本中的每个码字可以采用以下形式:

$$[0302] \quad Q_{XPO-URA} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\theta_1} & e^{j\tau_1} \\ e^{j\theta_2} & e^{j\tau_2} \\ e^{j(\theta_1+\theta_2)} & e^{j(\tau_1+\tau_2)} \\ e^{j\varphi} & -e^{j\varphi} \\ e^{j(\theta_1+\varphi)} & -e^{j(\tau_1+\varphi)} \\ e^{j(\theta_2+\varphi)} & -e^{j(\tau_2+\varphi)} \\ e^{j(\theta_1+\theta_2+\varphi)} & -e^{j(\tau_1+\tau_2+\varphi)} \end{bmatrix} \quad \text{等式 29}$$

[0303] 注意通过等式(29)中的设计第二列被确保与第一列正交。

[0304] 类似码本结构可以针对不同数目的天线元件和其他组合以直接方式扩展。

[0305] 根据又一实施方式的针对均匀圆形阵列(UCA)的LOS码本设计在此处被描述并且可以结合此处描述的任何其他实施方式使用。图31显示了圆形阵列如何被用于以相对受限的天线阵列大小进一步增加天线元件的示例 3100。N_t个发射天线和1个接收天线被作为示例使用,其中N_t个发射天线3101、3102、3103、3104、3105、3106、3107、和3108均匀分布在半径为r 3111的均匀圆周上。每个天线元件被设置相对于穿过原点的固定参考线(图中的水平虚线)的角度 α_n 3112。转向角度 ω 3113相对于图31中的垂直虚线。对于示出的这种UCA阵列,LOS码本可以被使用,其中内部的每个码字采用以下形式:

$$[0306] \quad P_{UCA} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_0} \\ e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \\ e^{j\theta_3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ e^{j\theta_{N-1}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 30}$$

$$[0307] \quad \text{其中 } \theta_n = \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\alpha_n - \omega) \quad \text{等式 31。}$$

[0308] 当支持多余一个发射天线阵列几何/结构时,整体LOS码本可以为以上示出的不同LOS码本的互联。

[0309] 根据又一实施方式的较高秩码本在此处描述并且可以结合此处描述的任何实施方式使用。以下方法可以被用于基于正交矩阵Q和秩-1码字P₀来构造秩-N码字w₀。当选择Q为N*n正交矩阵时,相同的方法可以被用于构造秩-n码字。

[0310] 使得

$$[0311] \quad P_0 = \begin{bmatrix} e^{j\theta_0} \\ e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \\ e^{j\theta_3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ e^{j\theta_{N-1}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 32}$$

[0312] 为秩-1码本中的任何码字。码字中的所有项共享相同的幅度。

[0313] 使得Q=[Q₁ Q₂ ... Q_N]为任意正交矩阵,其中Q₁为Q的第一列,Q₂为Q的第二列,...,以及Q_N为Q的第N列。

[0314] 定义矩阵Q和向量P₀之间的矩阵-向量乘积(product)为:

$$[0315] \quad W_0 = Q \odot P_0 = [Q_1 \odot P_0 \quad Q_2 \odot P_0 \quad \cdots \quad Q_N \odot P_0] \quad \text{等式 33}$$

[0316] 由此乘积矩阵的第i列是Q的第i列和P₀的逐元素乘积。

[0317] 当以上方法被应用到秩-1码本的所有秩-1码字时,包含所有秩-n码字的新的秩-n码本可以被构造。

[0318] 根据又一实施方式的多分辨率显式反馈在此处被描述并且可以结合此处描述的任何其他实施方式使用。

[0319] 在显示反馈中,信息反馈可以由有限数目的比特b₀,b₁,b₂,...,b_{t-1}表示,其中t为表示标量或者取决于反馈类型的角度的比特数,其可以被称作反馈准确度。在该表示中,b₀

是最低有效位 (LSB), b_{t-1} 是最高有效位 (MSB)。依赖于SU/MU操作或者期望的准确度, $t=4, 5, 6, 7, 8$ 或 9 , 并且是可配置的。信息可以表示来自显式CSI反馈、非压缩的波束成形权重反馈的均匀量化标量, 或者可以表示来自基于吉文斯旋转的分解的压缩后的波束成形权重反馈的量化的参数角度 Φ (在 $[0, 2\pi]$ 范围内) 或者 Ψ (在 $[0, \pi/2]$ 范围内)

[0320] 图32显示了多分辨率显式反馈的示例3200。在多分辨率反馈中, 信道可以在多个单独元素或者实例 (例如时间或频率上) 上反馈。而且, n 个 MSB可以在一个实例或元素中发送, 并且 $(t-n)$ 个LSB可以在第二实例或者元素中被发送。AP可以随后组合反馈元素以形成完整精度 t 比特反馈。以这种方式, 系统可以使反馈量适应上行链路信道容量并且仍然达到对于要求高反馈准确度的方案所需要的反馈准确度。其在仅 $(t-n)$ 个LSB上在信道中存在变化的情况下, 还允许信道跟踪降低的反馈开销。在两种情况中, MSB可以在这一时段不改变。在图32的示例中, 反馈实例13201、反馈实例2 3202、反馈实例3 3202、反馈实例4 3204、反馈实例5 3205、反馈实例6 3206、和反馈实例7 3207可以被使用, 以这种方式组合单独的反馈实例增加了反馈信道的准确度。

[0321] 图33显示了设置多分辨率反馈的示例信令分组3300。信息可以被设在多分辨率反馈初始化MAC分组中以使得AP或WTRU能够请求特定的多分辨率反馈参数。多分辨率反馈ACK可以被发送以确认参数已经被理解和接受。所使用显式反馈类型3301可以被包括, 所述反馈类型包括并不限于 CSI反馈、非压缩的波束成形权重反馈、或者基于吉文斯旋转的压缩后的波束成形权重反馈。整体反馈精度3302可以被包括。在显式CSI或者基于非压缩的波束成形权重反馈中, 存在单个反馈精度值。在基于吉文斯旋转的反馈中, 存在两个独立的反馈精度值 (一个用于角度 ϕ , 以及一个用于角度 ψ)。反馈具有期望反馈精度的信道所需要的分辨率元素的数目3304可以被包括。例如, 多分辨率反馈暗示了多余两个反馈元素或实例。每个反馈元素或实例的标识符和分辨率可以被包括。每个反馈元素或实例可以被分派反馈分辨率索引和对应的以比特为单位的反馈分辨率。所有元素或实例的反馈分辨率比特的总合可以等于整体反馈精度。例如, 在多分辨率反馈中, 实例 1被分派FB分辨率1, n 个比特3305, 以及实例2被分派FB分辨率2, $t-n$ 个比特3306。在基于吉文斯旋转的分解的反馈的情况下, 针对 Φ 的实例1和2可以被分派FB分辨率1, n 个比特3305以及FB分辨率2, $t-n$ 个比特3306, 而针对 Ψ 的实例1和2可以被分派FB分辨率1, m 个比特以及FB分辨率2, $u-m$ 个比特, 其中 t 和 u 为以比特为单位的整体精度, 以及 n 和 m 是第二实例的分辨率。整体反馈精度字段3303和附加FB索引1 3307和FB索引2 3308还可以被包括。

[0322] 图34显示了可以被包括在基于吉文斯旋转的反馈的情况中的附加信息 3400。附加字段可以包括反馈分辨率索引3401和现有的反馈分组3402。在反馈过程期间, 这一信息可以被用于指示当前反馈分组的反馈索引。

[0323] 图35显示了其中VHT MIMO控制字段可以被修改来支持多组分反馈的示例。VHT压缩后的波束成形帧可以被用于反馈波束成形矩阵 (V矩阵)。VHT压缩后的波束成形帧可以为动作帧, 并且VHT MIMO控制字段、VHT 压缩后的BF报告字段、和MU排他BF报告字段可以被包括在帧主体中。VHT MIMO控制字段可以包括Nc索引3501、Nr索引3502、FB分辨率索引3503、信道宽度3504、分组3505、码本信息3506、反馈类型3507、剩余分段3508、第一分段3509、保留字段3510、和探测分段3511。而且多分辨率反馈比特还可以被添加以允许WTRU来自适应地在单分辨率和多分辨率反馈之间变化。

[0324] 图36A-36B示出了单个分辨率反馈分組和两个多分辨率反馈分組3600 之间的比较。图36A示出单分辨率反馈分組3601可以包括前导码3611、MAC头3612、VHT MIMO控制 (CTRL) 字段3613、针对 ϕ 的压缩后的波束成形报告3614、以及针对 ψ 的压缩后的波束成形报告3615。

[0325] 图36B示出了两个多分辨率反馈分組3602的示例,所述两个多分辨率反馈分組3602包括各自前导码3621和3631,各自MAC头3622和3632,针对FB元素索引1或2的VHT MIMO控制元素3623和3633,各自针对 ϕ 的压缩后的波束成形报告3624和3634、以及各自针对 ψ 的压缩后的波束成形报告3625和3635。

[0326] 图37示出了被定义来使用针对WTRU的多分辨率量化的示例过程 3700,所述WTRU使用基于吉文斯旋转的压缩后的波束成形反馈。AP 3701 和WTRU 3700可以交换能力信息来验证两种设备都支持多分辨率反馈 3710。WTRU 3702可以确认相同的能力3712。AP 3701可以发送信息给WTRU 3702从而指示基于吉文斯旋转的分解的多分辨率反馈可以被用于跟随的分組并可以指定多分辨率反馈参数3713。可以定义用于参数化角度 Φ (例如5比特) 和 Ψ (例如7比特) 的反馈所要求的整体精度。反馈分辨率索引数目可以被定义;例如,反馈分辨率索引数目可以为两个。每个反馈元素所要求的分辨率还可以被定义。

[0327] WTRU 3702之后传送多分辨率反馈ACK至AP以指示其可以使用进行中的多分辨率反馈3714。WTRU 3702还可以估计反馈参数并且使用期望的比特数量化 Φ 和 Ψ 。WTRU 3702之后可以传送一个或多个反馈分組至具有指示FB分辨率ID的信息的AP。WTRU 3702可以初始地传送具有 FB索引1的元素1 3715。WTRU 3702可以基于对信道的改变来重复传送具有FB索引2的元素2 3716和3717。可替换地或附加地,WTRU 3702 可以根据先前同意的调度发送元素1和2。WTRU 3702还根据要求更新具有FB索引1的元素1 3718、或者周期地将其更新。

[0328] 实施例

[0329] 1、一种在无线发射/接收单元 (WTRU) 中使用的方法,该方法包括:

[0330] 用信号发送反馈。

[0331] 2、根据实施例1所述的方法,该方法还包括:

[0332] 选择或成形波束。

[0333] 3、根据前述任一实施例所述的方法,其中成形的波束是基于所述用信号发送的反馈的。

[0334] 4、根据前述任一实施例所述的方法,该方法还包括:

[0335] 接收基于码本的探测帧;

[0336] 基于接收到的所述基于码本的探测帧估计信道;以及

[0337] 反馈码字索引。

[0338] 5、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述基于码本的探测帧在信标帧之后被接收。

[0339] 6、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述基于码本的探测帧在所述基于码本的探测帧请求之后被接收。

[0340] 7、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述基于码本的探测帧在接入点 (AP) 获得传输时机 (TXOP) 之后被接收。

[0341] 8、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本定义为矩阵或向量的集合。

- [0342] 9、根据前述任一实施例所述的方法,该方法还包括:
- [0343] 接收探测分组;
- [0344] 基于接收到的所述探测分组执行信道估计;
- [0345] 针对至少一个载波执行奇异值分解;
- [0346] 获得针对估计的信道的右奇异向量;
- [0347] 基于获得的所述右奇异向量在码本中查询码字;
- [0348] 在所述码本中选择最接近的码字,其中所述码字最小化弗罗贝尼乌斯范数;以及
- [0349] 使用所选择的所述码字索引作为MAC帧中的信息元素,其中所述码字作为响应的一部分反馈至发射机。
- [0350] 10、根据前述任一实施例所述的方法,该方法还包括:
- [0351] 接收MAC帧;
- [0352] 从所述MAC帧提取码字索引;
- [0353] 执行表查找以获得对应于接收到的所述码字索引的右奇异向量;
- [0354] 使用所述右奇异向量计算将使用的预编码器。
- [0355] 11、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本包括秩指示符。
- [0356] 12、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本包括码本索引,所述码本索引指示码本中哪个码字/权重将被用作针对WTRU的波束成形/MU-MIMO码字/权重。
- [0357] 13、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本包括码本准确度索引,所述码本准确度索引提供定义了测量的信道的合适码字/权重的量化的测量。
- [0358] 14、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本包括时间延迟索引。
- [0359] 15、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用码本中定义的权重执行 MU-MIMO 传输。
- [0360] 16、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用码本中定义的对应该码字 /权重执行单用户波束成形。
- [0361] 17、根据前述任一实施例所述的方法,其中执行隐式波束成形。
- [0362] 18、根据前述任一实施例所述的方法,其中执行传输而不进行波束成形 /MU-MIMO。
- [0363] 19、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用即时反馈。
- [0364] 20、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用延迟反馈。
- [0365] 21、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用未经请求反馈。
- [0366] 22、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述码本探测帧包括指示基于码本的探测帧的帧控制字段和反馈信息字段。
- [0367] 23、根据前述任一实施例所述的方法,其中码本组分反馈帧包括含有信道带宽、子载波分组信息、MIMO BF码本准确度字段、MIMO BF码本延迟字段以及反馈类型的子字段。
- [0368] 25、根据前述任一实施例所述的方法,其中AP基于来自所述WTRU 的反馈结果决定是否继续MU-MIMO传输。
- [0369] 26、根据前述任一实施例所述的方法,其中SIG字段被修改以指示组 ID、Nsts以及针对MU-MIMO保护和传输的监控字段。
- [0370] 27、根据前述任一实施例所述的方法,其中基于吉文斯旋转的反馈信令使用非一

致分布的范围执行角度量化。

[0371] 28、根据前述任一实施例所述的方法，其中使用相邻子载波组的统计范围执行奇异值分解(SVD)。

[0372] 29、根据前述任一实施例所述的方法，其中基于吉文斯分解量化角度差。

[0373] 30、根据前述任一实施例所述的方法，其中子载波组上的量化比特放入 MAC管理帧并反馈到发射机。

[0374] 31、根据前述任一实施例所述的方法，其中在波束成形方执行差分量化。

[0375] 32、根据前述任一实施例所述的方法，其中在连续MU-MIMO传输中，AP要求WTRU仅反馈跟随之前反馈的V矩阵第一列的V矩阵第二列。

[0376] 33、根据前述任一实施例所述的方法，其中定义表示将反馈至AP的V 矩阵的开始列的变量，该变量可以在MAC头中传送。

[0377] 34、根据前述任一实施例所述的方法，其中在空数据分组公告 (NDPA) 帧和BF反馈帧中定义Ms索引字段。

[0378] 35、根据前述任一实施例所述的方法，其中定义BF反馈分量索引用于多分量反馈。

[0379] 36、根据前述任一实施例所述的方法，该方法还包括：

[0380] 在BF反馈分量索引中指示BF反馈的一个分量被请求；

[0381] 在波束成形辅助方检测所述BF反馈分量索引；以及

[0382] 基于所述BF反馈分量索引准备到波束成形方的反馈分量。

[0383] 37、根据前述任一实施例所述的方法，其中波束成形方在NDPA MAC 头中指示所述BF反馈分量索引。

[0384] 38、根据前述任一实施例所述的方法，其中所述BF反馈分量索引包含在所述PPDU的所述MAC头中。

[0385] 39、根据前述任一实施例所述的方法，其中所述BF反馈分量索引在属于所述NDPA帧的每个WTRU信息字段中定义。

[0386] 40、根据前述任一实施例所述的方法，其中所述BF反馈分量索引可以包含在所述NDPA帧中。

[0387] 41、根据前述任一实施例所述的方法，其中主奇异向量比剩余向量反馈频率低。

[0388] 42、根据前述任一实施例所述的方法，其中隐式反馈依赖于信道互易而用于主特征模式，显式反馈用于剩余特征模式。

[0389] 43、根据前述任一实施例所述的方法，其中反馈时域信道脉冲。

[0390] 44、根据前述任一实施例所述的方法，其中反向傅立叶变换将频域信道响应变换为时域信道响应。

[0391] 45、根据前述任一实施例所述的方法，其中三维信道矩阵使用直接元素智能来反馈。

[0392] 46、根据前述任一实施例所述的方法，其中复数项的实部和虚部被分离地量化。

[0393] 47、根据前述任一实施例所述的方法，其中项的幅度和角度被分离地量化。

[0394] 48、根据前述任一实施例所述的方法，其中吉文斯旋转用于执行多路径信道抽头多路的反馈。

[0395] 49、根据前述任一实施例所述的方法，该方法还包括：

- [0396] 使用对角相位旋转从原始向量中移除虚部,得到实值单位范数向量;
- [0397] 使用吉文斯旋转将每个实值单位范数向量转换到0;以及
- [0398] 使用与角度关联的有限数目比特量化每个角度。
- [0399] 50、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用混合频率信道反馈和时域信道反馈。
- [0400] 51、根据前述任一实施例所述的方法,其中使用混合隐式反馈和显式反馈。
- [0401] 52、根据前述任一实施例所述的方法,其中隐式反馈用于获得主特征模式,而显式反馈用于获得剩余特征模式。
- [0402] 53、根据前述任一实施例所述的方法,其中隐式反馈用于获得主右奇异向量,而显式反馈用于获得剩余右奇异向量。
- [0403] 54、根据前述任一实施例所述的方法,其中隐式反馈用于获得针对主特征模式的奇异值和右奇异向量,而显式反馈用于获得针对剩余特征模式的奇异值和右奇异向量。
- [0404] 55、根据前述任一实施例所述的方法,其中混合隐式反馈和显式反馈用于天线校准。
- [0405] 56、根据前述任一实施例所述的在接入点 (AP) 中使用的针对混合隐式反馈和显式反馈的方法,该方法还包括;
- [0406] 传送空数据分组公告 (NDPA) 帧,其中所述NDPA帧包括多个WTRU 地址以及指定针对多个WTRU中每个WTRU的显式反馈或隐式反馈;
- [0407] 传送空数据分组 (NDP) 至所述多个WTRU;
- [0408] 从所述多个WTRU接收反馈自一WTRU的信道状态信息 (CSI),其中所述CSI使用波束成形报告;
- [0409] 根据所述波束成形报告重构下行链路信道;
- [0410] 基于所述波束成形报告直接估计上行链路信道;
- [0411] 计算即时校准校正矩阵;
- [0412] 传送轮询分组,以请求来自所述多个WTRU的WTRU发送探测分组;
- [0413] 从来自所述多个WTRU的WTRU接收上行链路探测分组;
- [0414] 基于所述探测分组的前导码估计上行链路信道;
- [0415] 使用估计的上行链路信道和所述校准校正举证估计下行链路信道;
- [0416] 基于估计的所述上行链路信道和所述下行链路信道计算预编码器;以及
- [0417] 使用计算的预编码器传送MU-MIMO分组至所述多个WTRU。
- [0418] 57、根据前述任一实施例所述的方法,其中SIG部分的字段指定特征模式索引。
- [0419] 58、根据前述任一实施例所述的方法,其中通过使用不同的调制和编码方案,最高有效位 (MSB) 反馈比最低有效位 (LSB) 反馈被给予更优的保护。
- [0420] 59、根据前述任一实施例所述的方法,其中所有角度的MSB分组到 MSB帧中,并且LSB分组到LSB帧中。
- [0421] 60、根据前述任一实施例所述的方法,其中针对所述MSB帧和LSB 帧使用不同的MCS。
- [0422] 61、根据前述任一实施例所述的方法,其中在所述MSB和LSB上执行不同的循环冗余校验 (CRC)。

- [0423] 62、根据前述任一实施例所述的方法,其中发送前导码,其中OSTF 和OLTF以全向模式发送,并用于使用平滑方法直接估计物理信道。
- [0424] 63、根据前述任一实施例所述的方法,该方法还包括:
- [0425] 接收空数据分组公告 (NDPA) 帧以及随后接收空数据分组 (NPD);
- [0426] 执行信道估计以及基于所述NDP计算预编码矩阵;以及
- [0427] 使用反馈方法在BF反馈帧中传送所述预编码矩阵。
- [0428] 64、根据前述任一实施例所述的方法,其中AP使用接收到的预编码矩阵传送数据。
- [0429] 65、根据前述任一实施例所述的方法,其中所述WTRU使用全向LTF 估计物理信道,并且使用它的预编码矩阵解码接收到的数据分组。
- [0430] 66、根据前述任一实施例所述的方法,该方法还包括:
- [0431] 在AP接收独立的反馈矩阵;
- [0432] 所述AP计算预编码矩阵;以及
- [0433] 在权重公告 (WA) 中传送所述预编码矩阵。
- [0434] 67、根据前述任一实施例所述的方法,其中在所述WA中使用预定义 MU-MIMO权重计算集合。
- [0435] 68、根据前述任一实施例所述的方法,其中在接收机执行SVD之后,使用左奇异矩阵基于每个数据流完成信道估计。
- [0436] 69、根据前述任一实施例所述的方法,其中直接量化转向角度以在LOS 码本中形成码字用于均匀矩形天线阵列 (URA)。
- [0437] 70、根据前述任一实施例所述的方法,其中直接量化转向角度以在LOS 码本中形成码字用于双极化URA。
- [0438] 71、根据前述任一实施例所述的方法,其中直接量化转向角度以在LOS 码本中形成码字用于均匀圆形阵列 (UCA)。
- [0439] 72、根据前述任一实施例所述的方法,其中基于正交矩阵和秩1码字构建秩n码本。
- [0440] 73、根据前述任一实施例所述的方法,其中在多个分离元素中反馈信道。
- [0441] 74、根据前述任一实施例所述的方法,其中有限数目比特表示反馈的信息。
- [0442] 75、根据前述任一实施例所述的方法,其中最高有效位 (MSB) 在一个元素中反馈,最低有效位 (LSB) 在第二元素中反馈。
- [0443] 76、根据前述任一实施例所述的方法,其中反馈信息的元素是分组。
- [0444] 77、根据前述任一实施例所述的方法,其中AP组合反馈元素以形成完整精度反馈元素。
- [0445] 78、根据前述任一实施例所述的方法,其中按照分层顺序发送反馈元素。
- [0446] 79、根据前述任一实施例所述的方法,其中多分辨率反馈初始化MAC 分组包含反馈参数。
- [0447] 80、根据前述任一实施例所述的方法,其中多分辨率反馈初始化MAC 分组包含使用的显式反馈类型、指示反馈精度的值、将反馈的分辨率的数目、以及反馈分辨率索引。
- [0448] 81、根据前述任一实施例所述的方法,其中发送多分辨率反馈MAC来应答多分辨率反馈参数的接受。
- [0449] 82、根据前述任一实施例所述的方法,其中反馈分组包括反馈分辨率索引表。

[0450] 83、根据前述任一实施例所述的方法，其中在VHT压缩后波束成形帧中的VHT MIMO控制字段包括反馈分辨率索引。

[0451] 84、根据前述任一实施例所述的方法，该方法还包括：

[0452] 所述WTRU发送能力信息以验证支持多分辨率反馈；

[0453] 所述WTRU接收指示基于吉文斯旋转的多分辨率反馈将被使用的信息；

[0454] 所述WTRU接收指定的多分辨率反馈参数；

[0455] 所述WTRU发送指示多分辨率反馈的接受的多分辨率反馈ACK至所述AP；

[0456] 所述WTRU估计反馈参数使用估计的比特数目量化参数化角度；以及

[0457] 所述WTRU发送具有指示所述反馈分辨率索引信息的一个或多个反馈分组至所述AP。

[0458] 85、一种在无线发射/接收单元(WTRU)中使用的方法，该方法还包括：

[0459] 从接入点(AP)接收基于码本的探测帧；

[0460] 基于接收到的所述基于码本的探测帧估计信道；

[0461] 选择码本索引；以及

[0462] 在至少一个MAC分组中反馈码本索引至所述AP，其中所述AMC分组包括标识被反馈的分组数目的值以及反馈索引值。

[0463] 86、一种被配置成执行实施例1-85所述方法中任一者的基站。

[0464] 87、一种被配置成执行实施例1-85所述方法中任一者的网络。

[0465] 88、一种被配置成执行实施例1-85所述方法中任一者的接入点(AP)。

[0466] 89、一种被配置成执行实施例1-85所述方法中任一者的集成电路。

[0467] 90、一种被配置成执行实施例1-85所述方法中任一者的WTRU。

[0468] 虽然本发明的特征和元素以特定的结合在以上进行了描述，但本领域普通技术人员可以理解的是，每个特征或元素可以在没有其它特征和元素的情况下单独使用，或在与本发明的任何其它特征和元素结合的各种情况下使用。此外，此处描述的方法可以在由计算机或处理器执行的计算机程序、软件或固件中实施，其中所述计算机程序、软件或固件被包含在计算机可读存储介质中。计算机可读介质的实例包括电子信号(通过有线或无线连接而传送)和计算机可读存储介质。关于计算机可读存储介质的实例包括但不限于只读存储器(ROM)、随机存取存储器(RAM)、寄存器、缓冲存储器、半导体存储设备、磁介质(例如内部硬和可移动磁盘)、磁光介质和CD-ROM 光盘和数字多功能光盘(DVD)之类的光介质。与软件有关的处理器可以被用于实施在WTRU、UE、终端、基站、RNC或任何主计算机中使用的无线电频率收发信机。

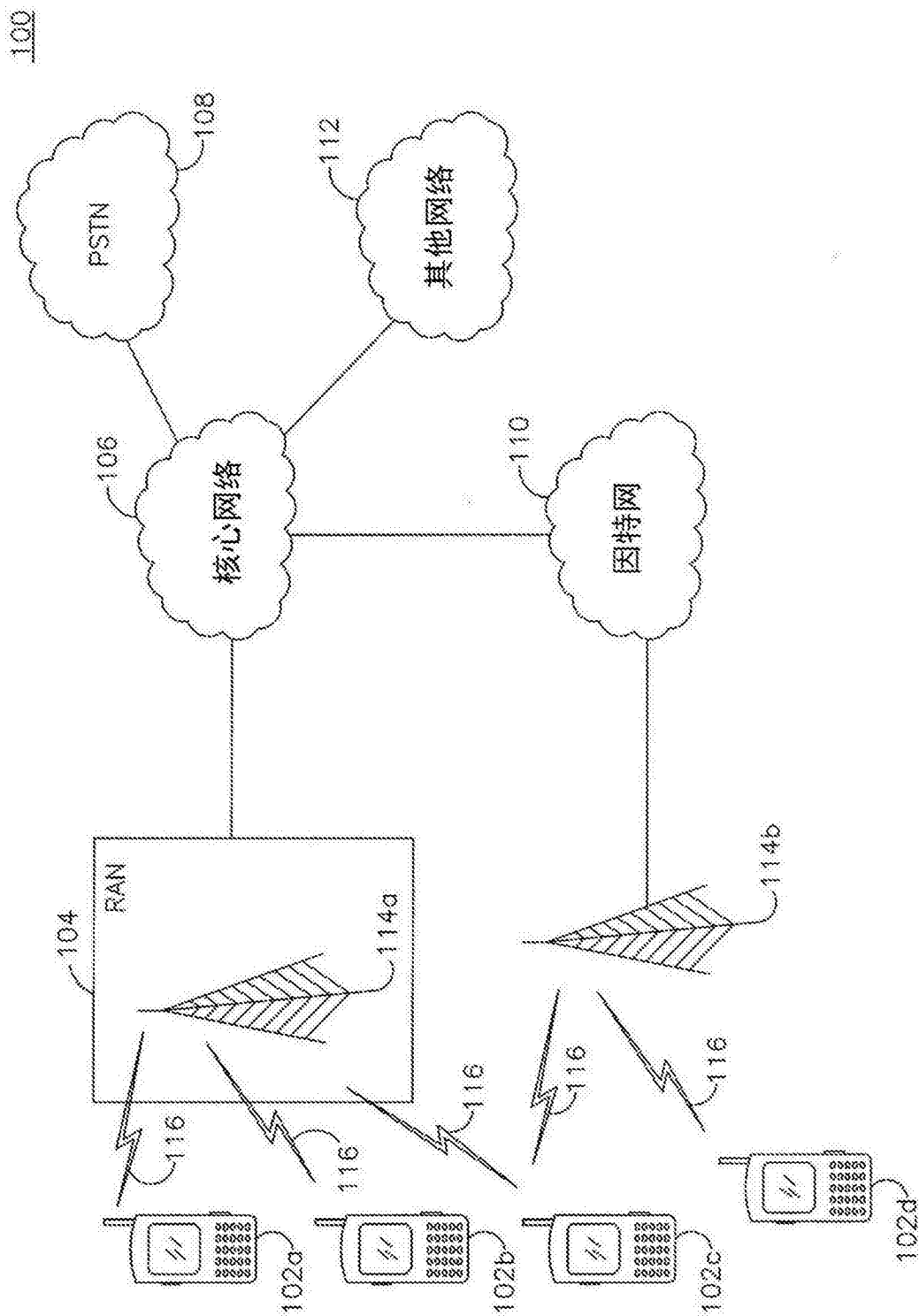


图1A

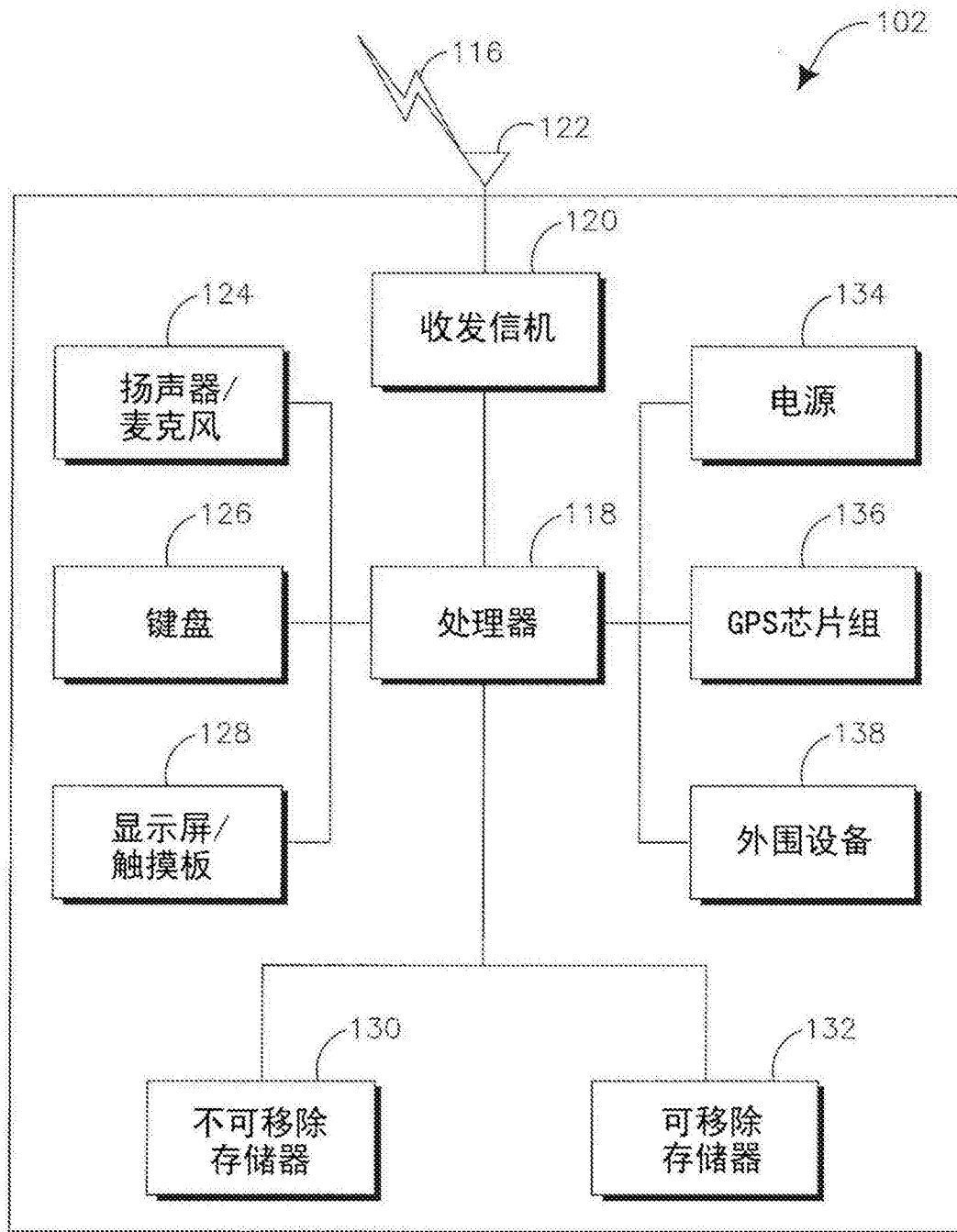


图1B

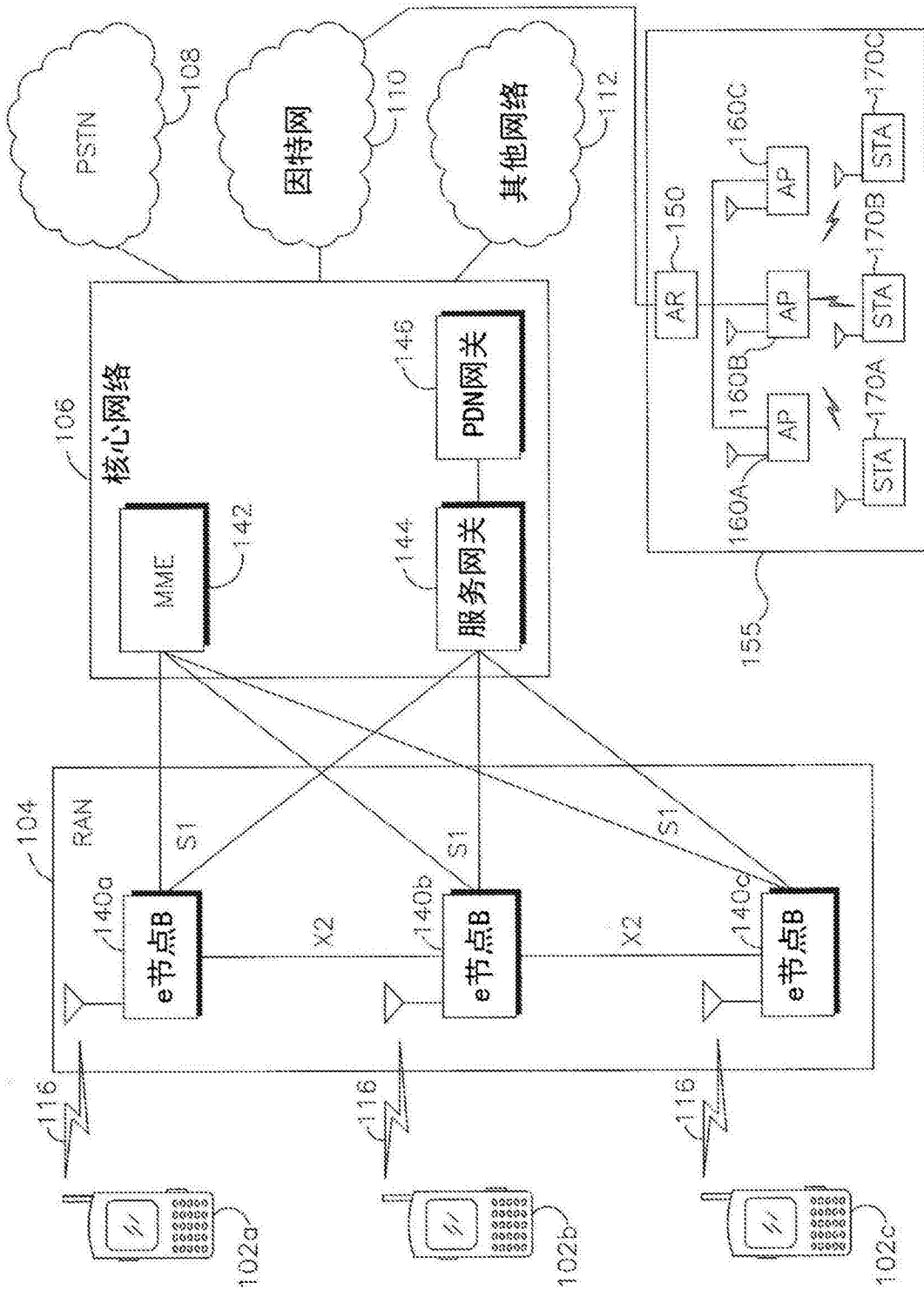


图1C

2003

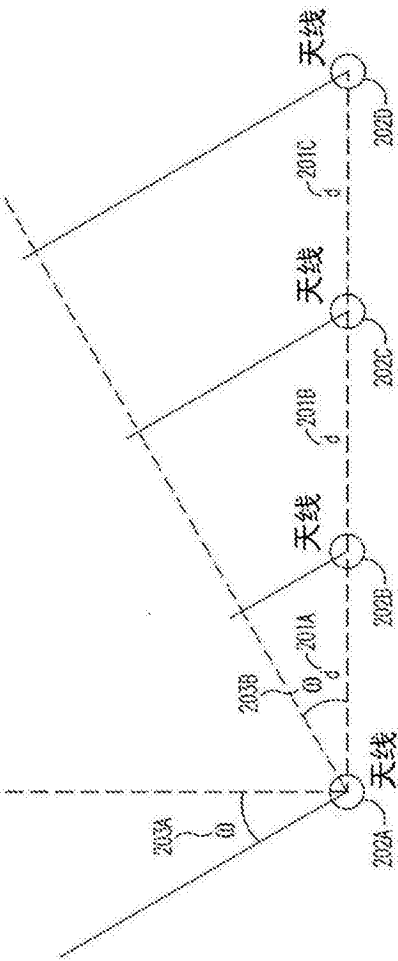


图2

300

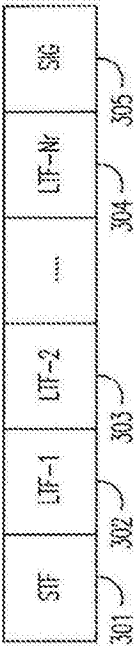


图3

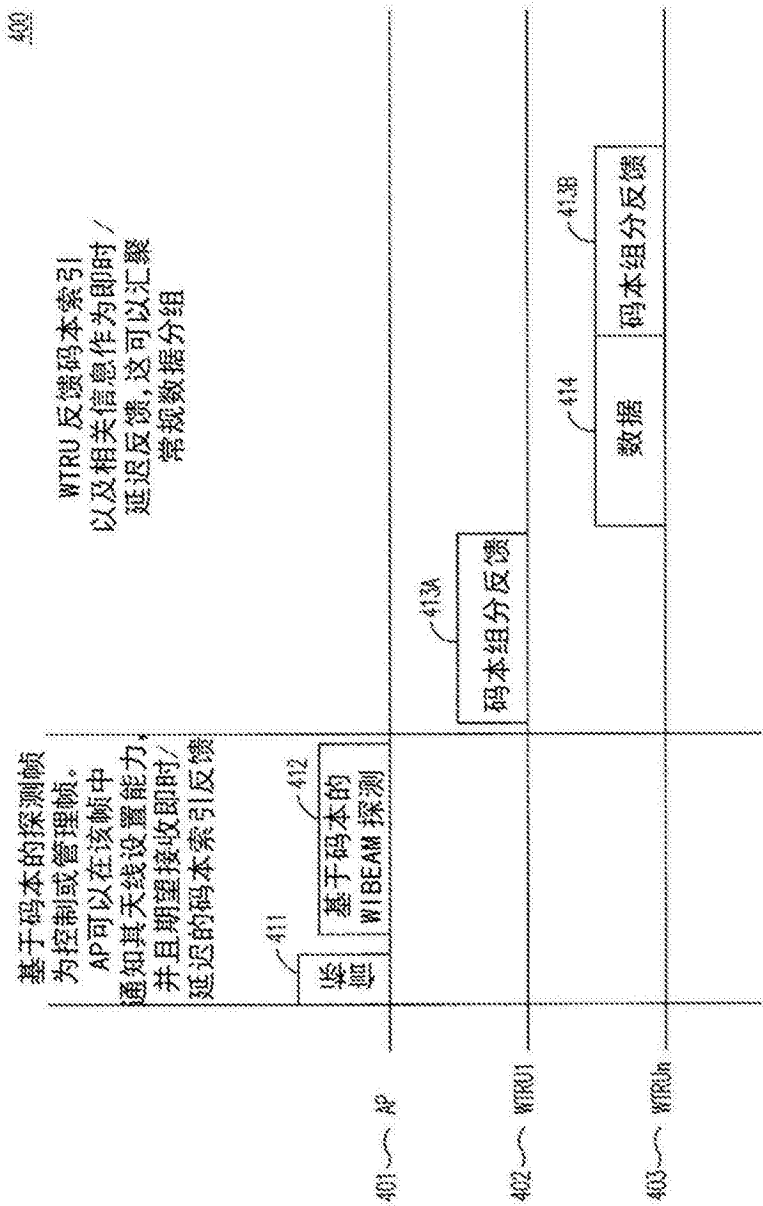


图4

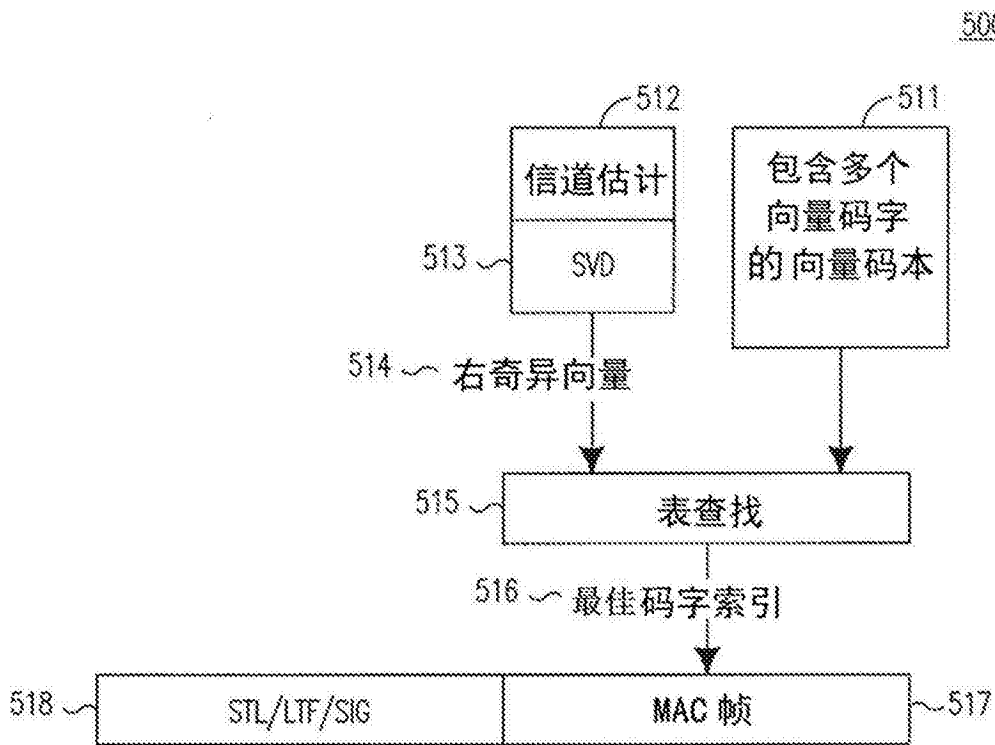


图5A

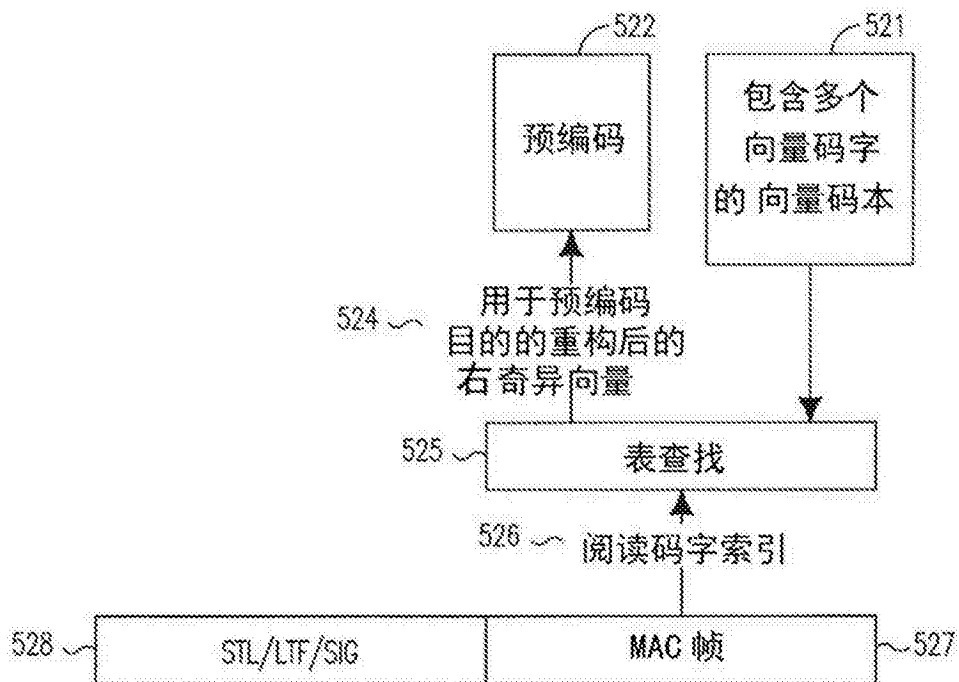


图5B

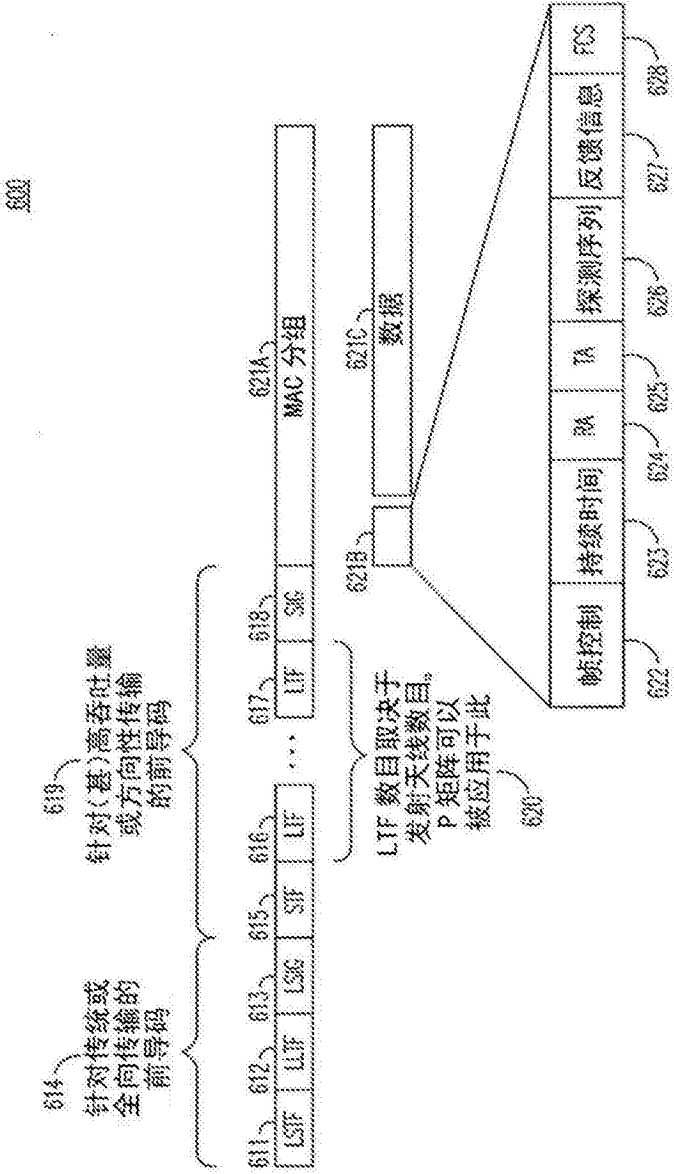


图6A

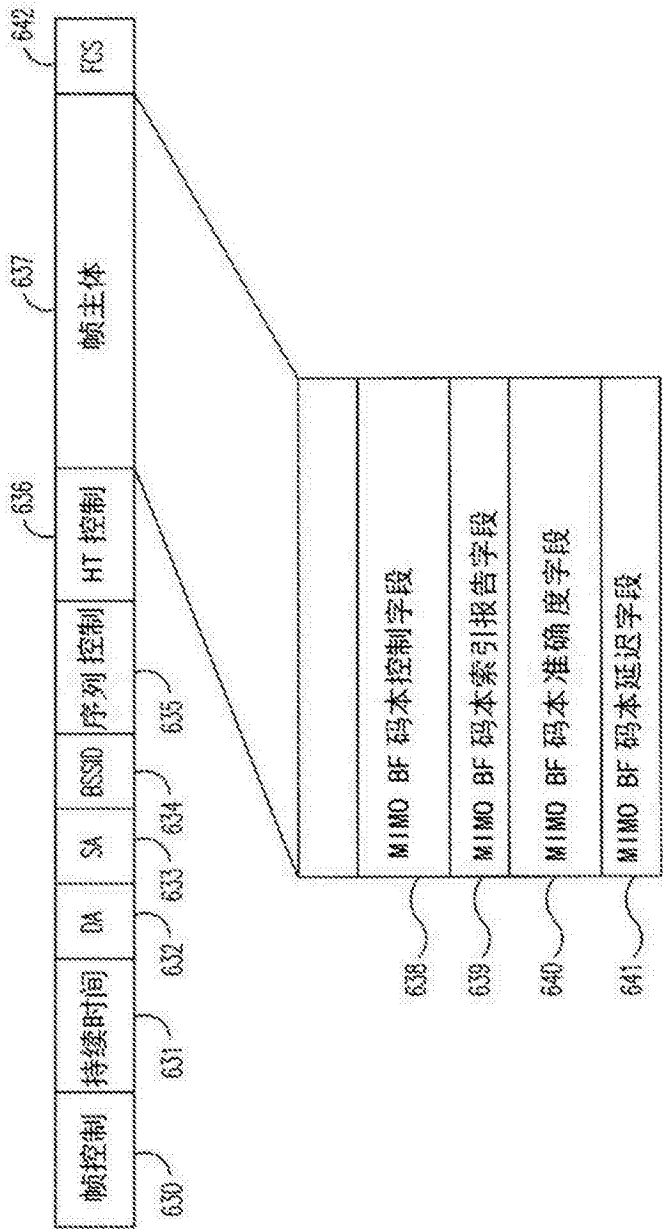


图6B

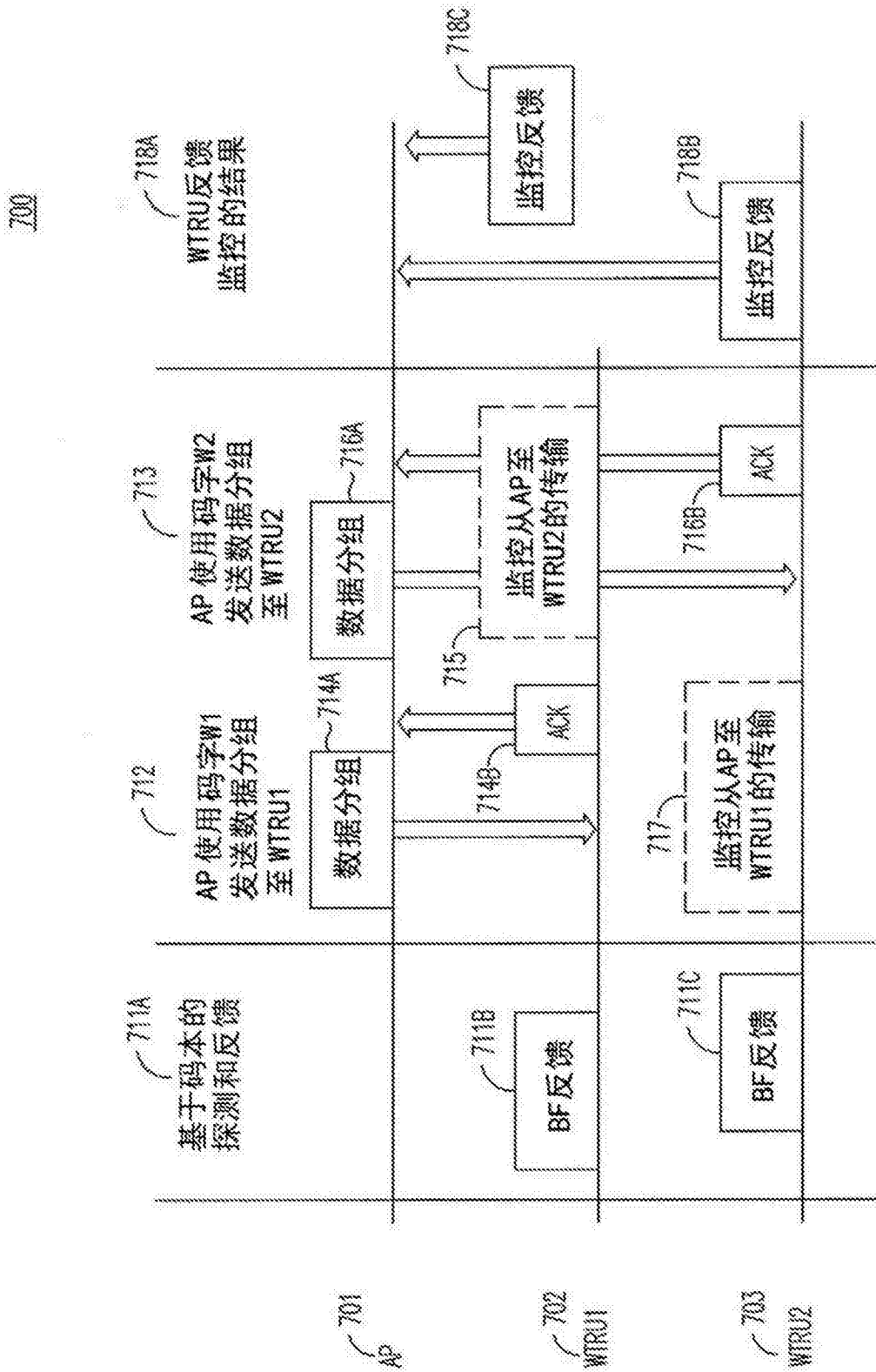


图7

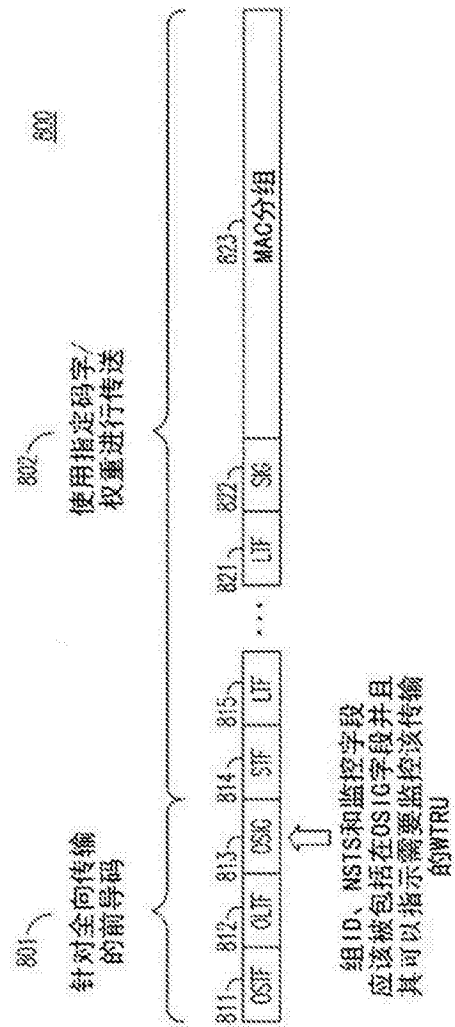


图8

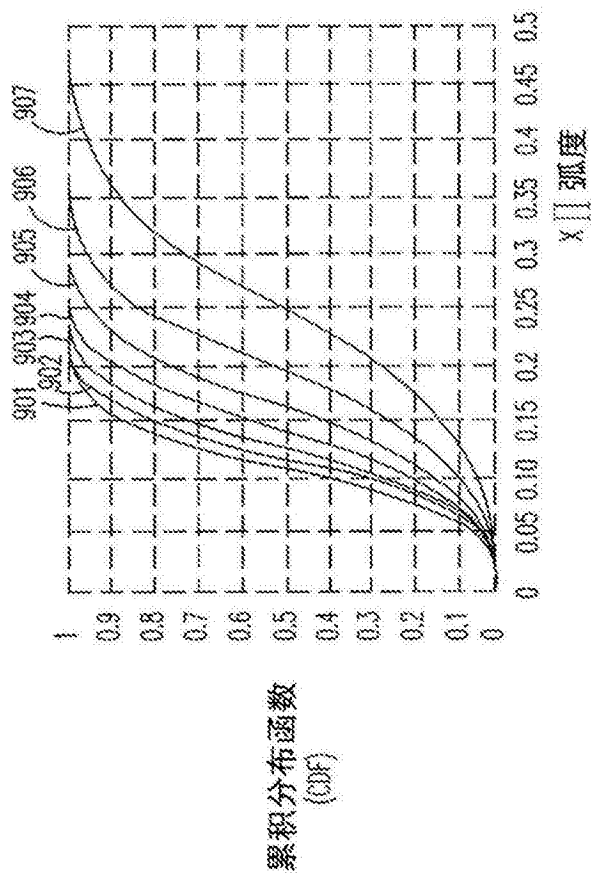


图9A

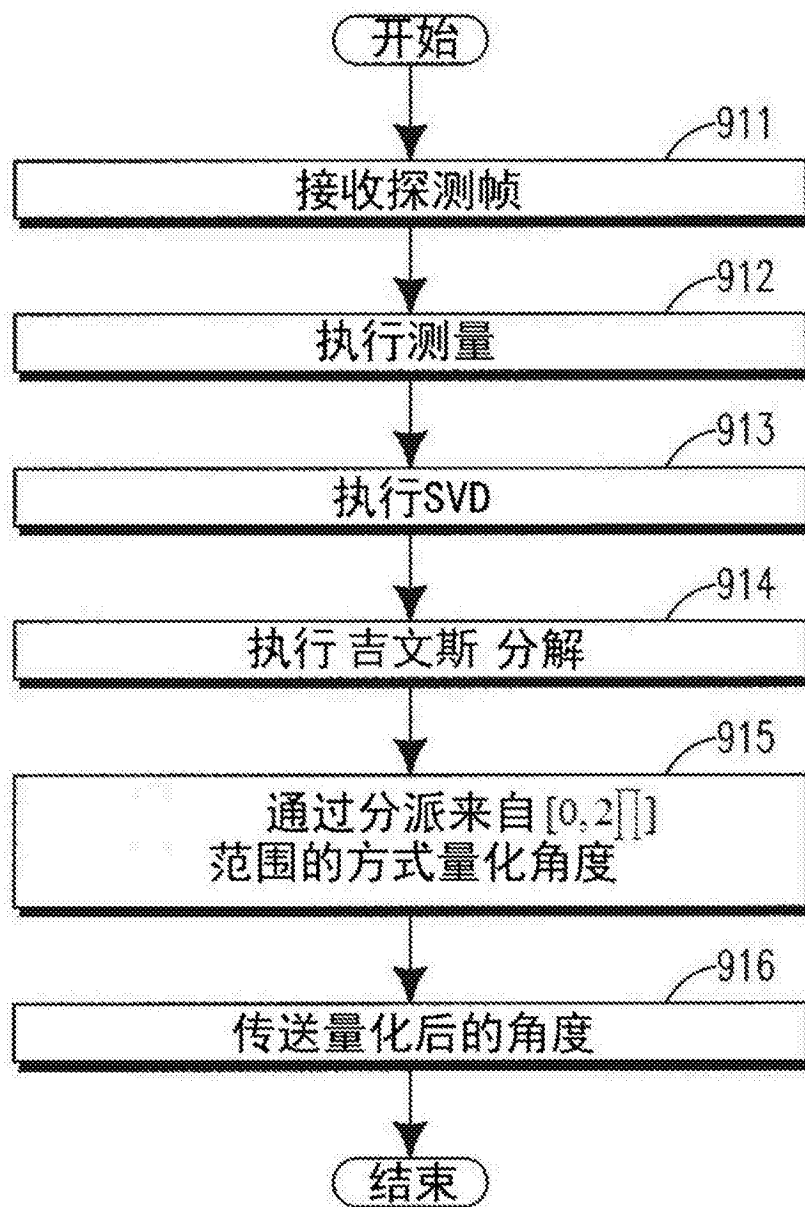


图9B

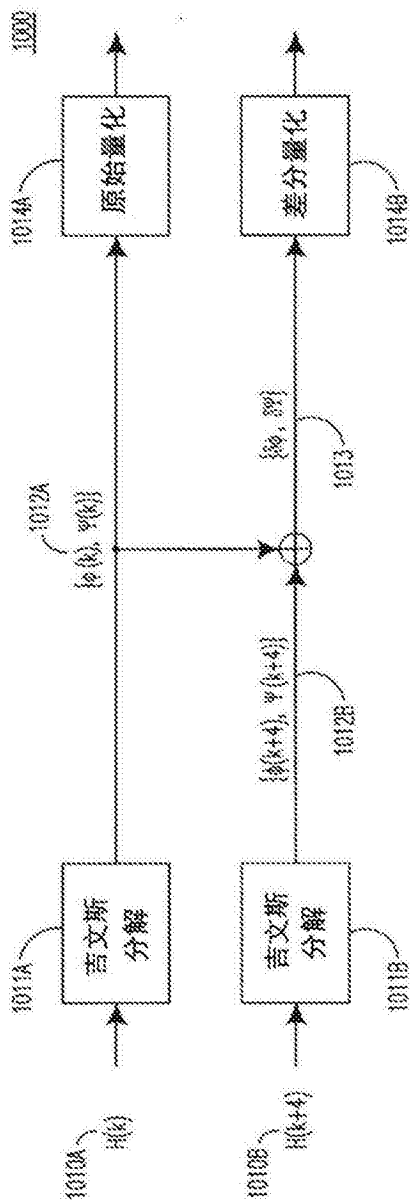


图10

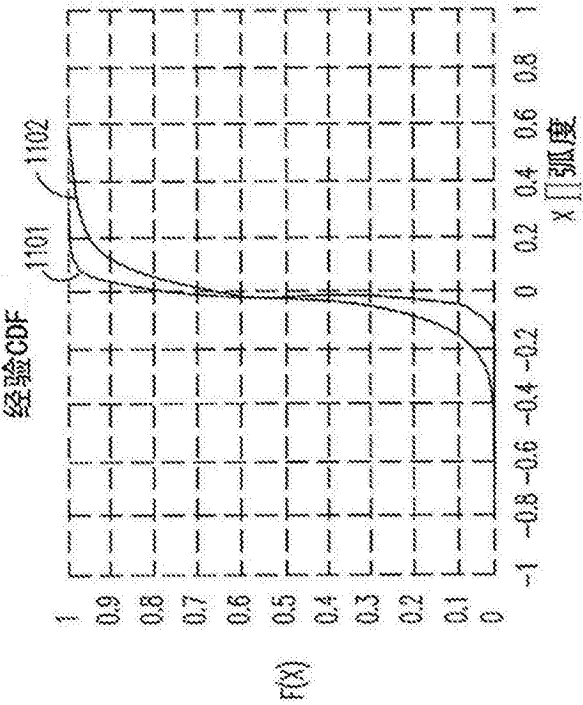


图11

1202

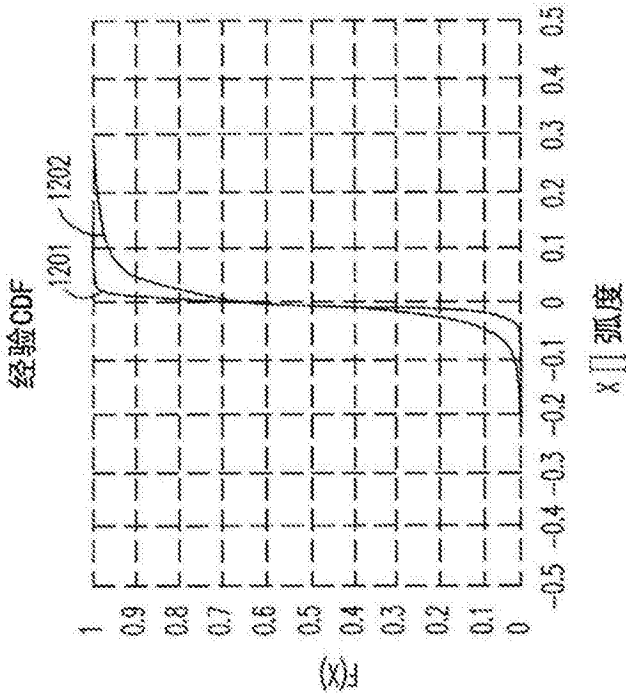


图12

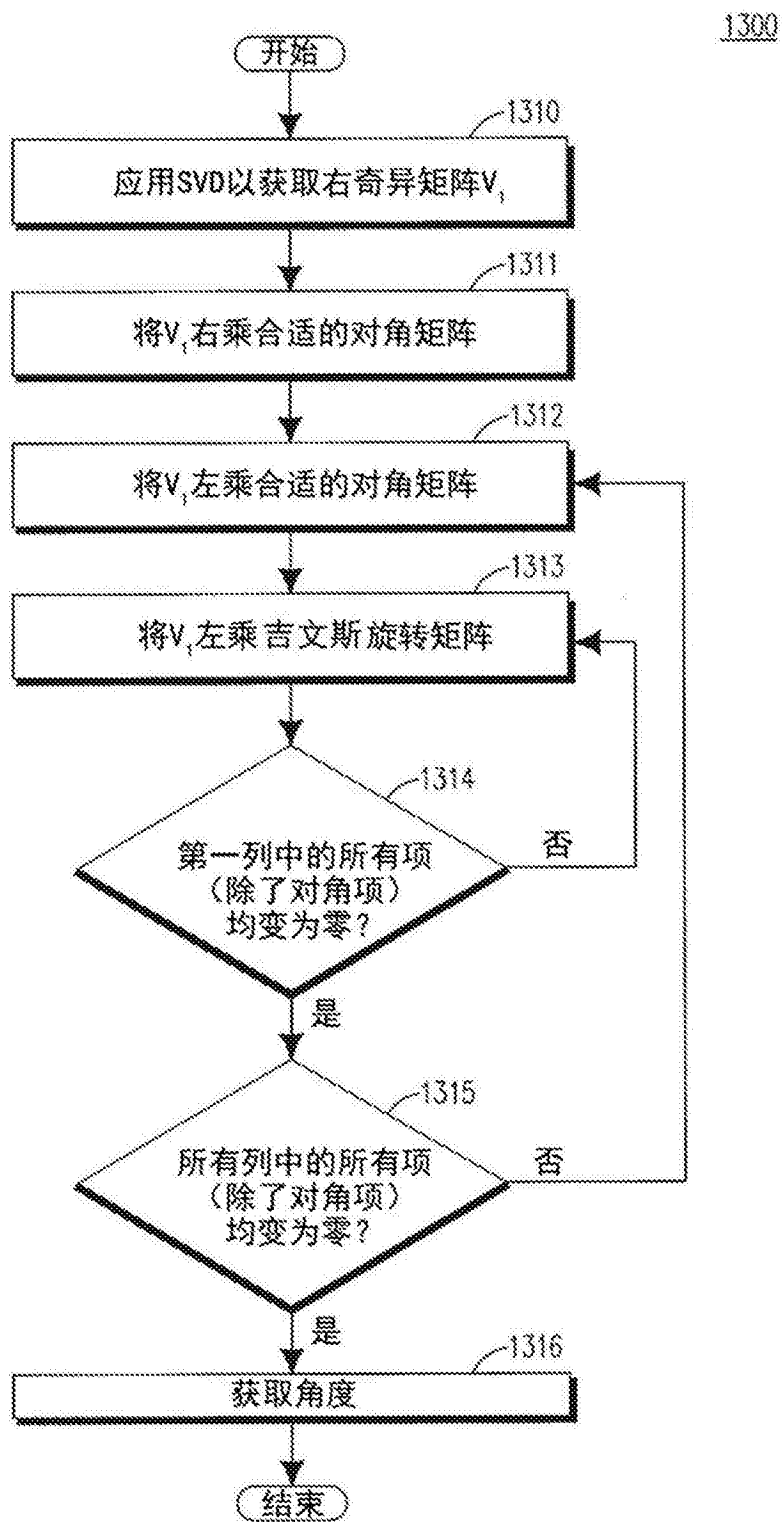


图13A

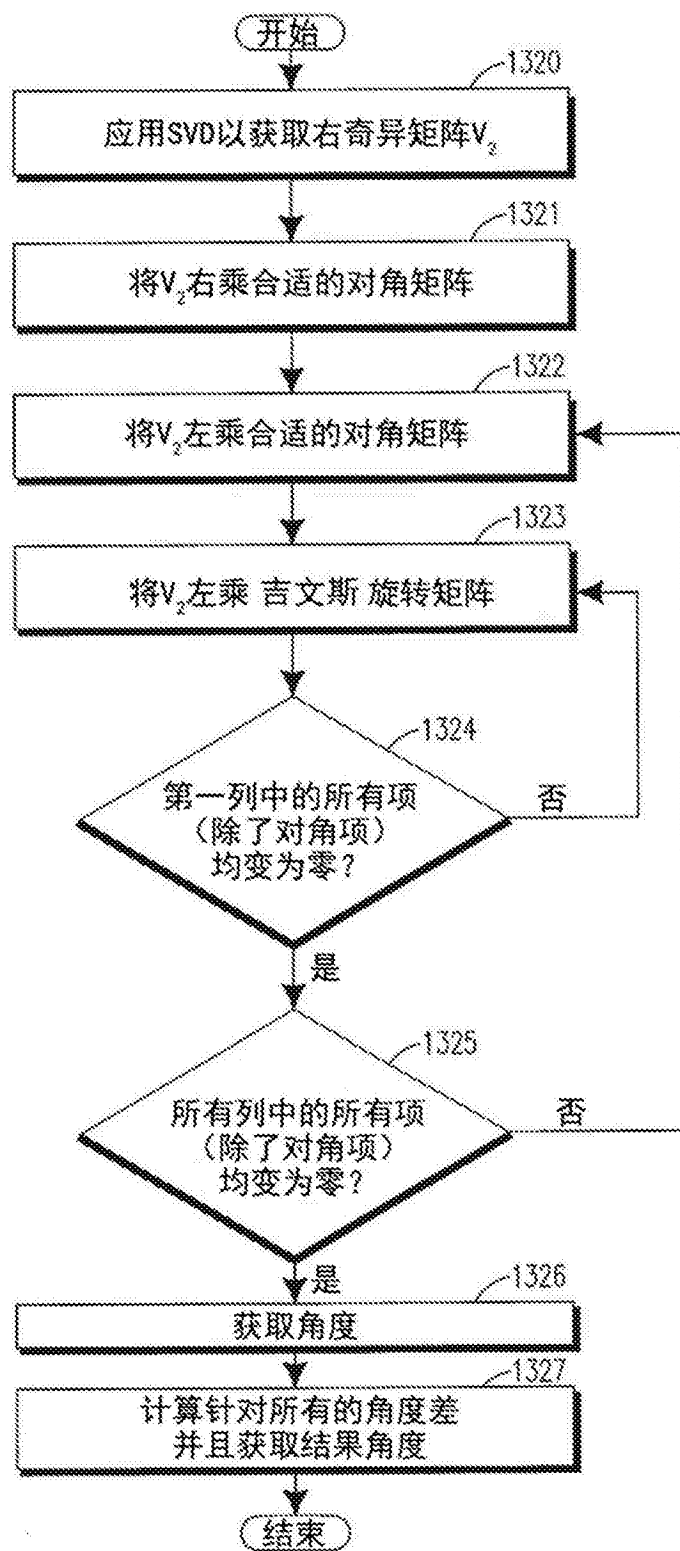


图13B

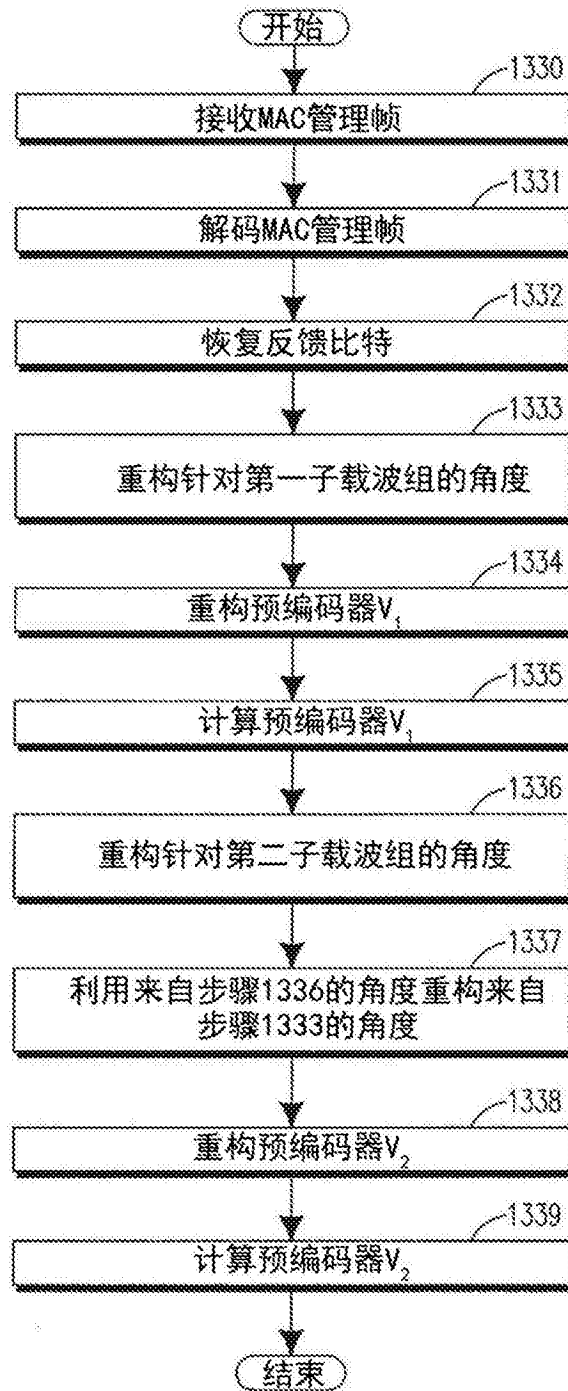


图13C

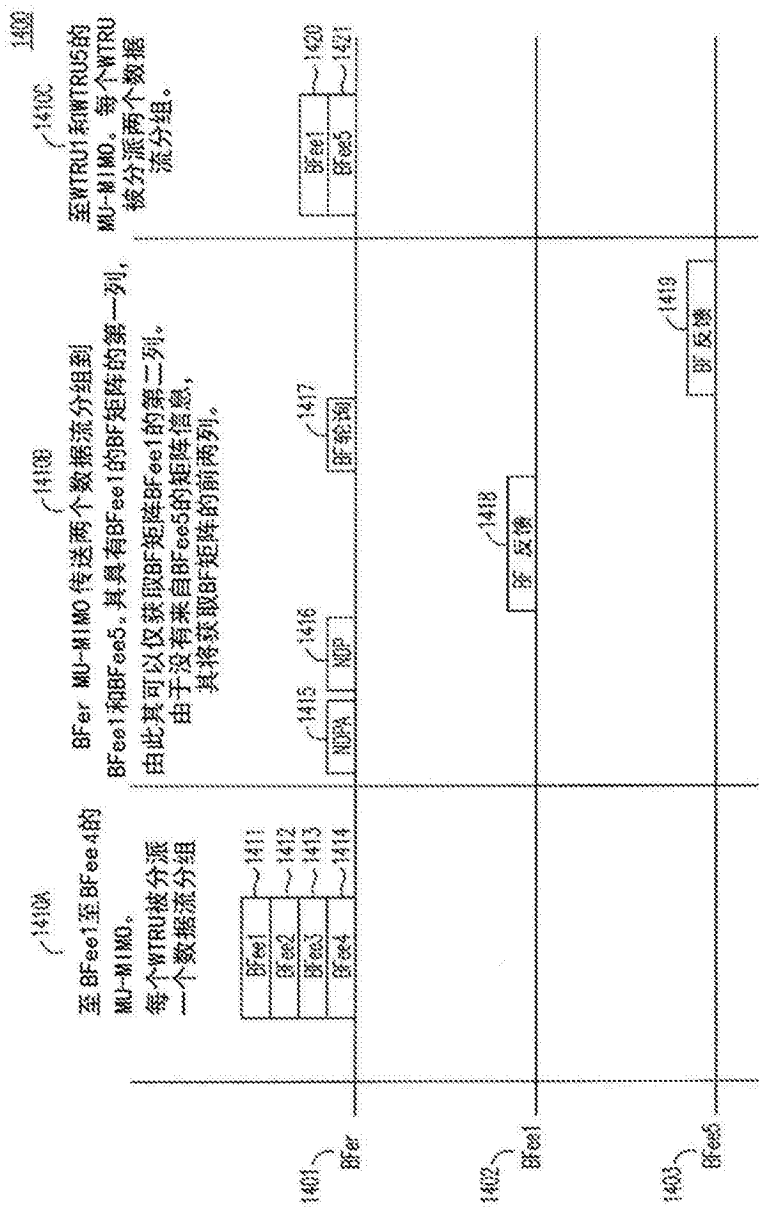


图14

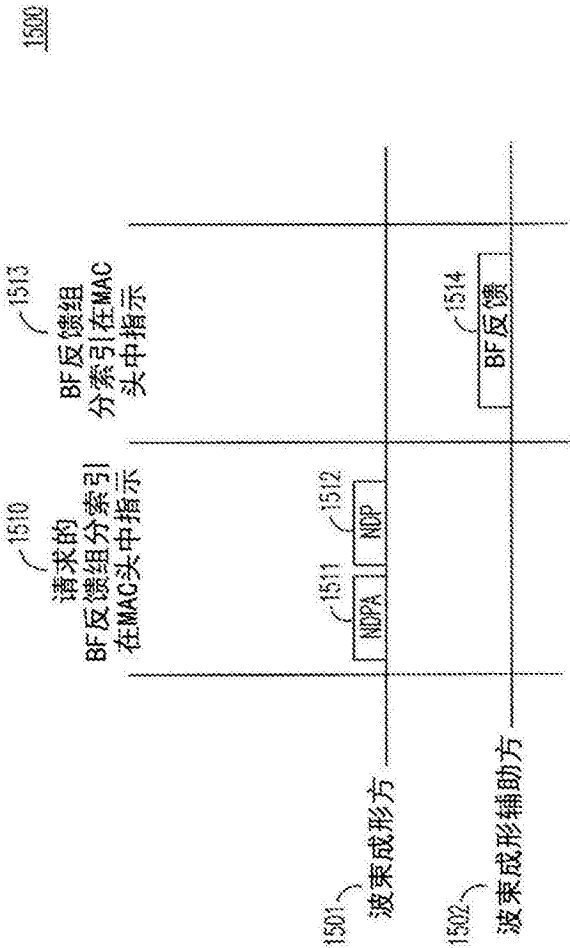


图15

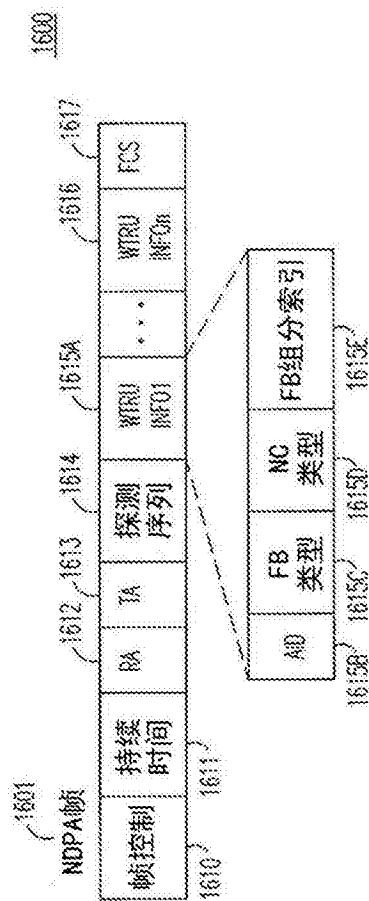


图16

1700

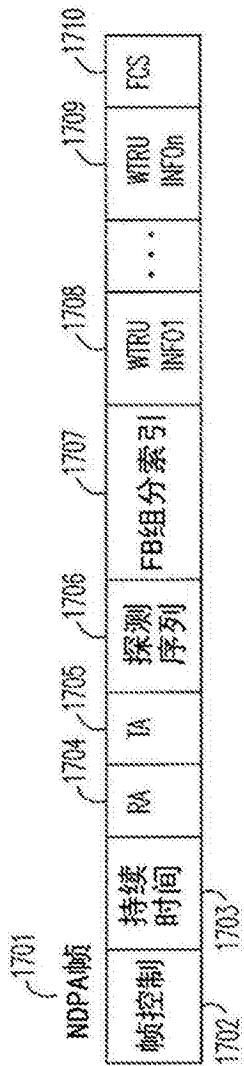


图17

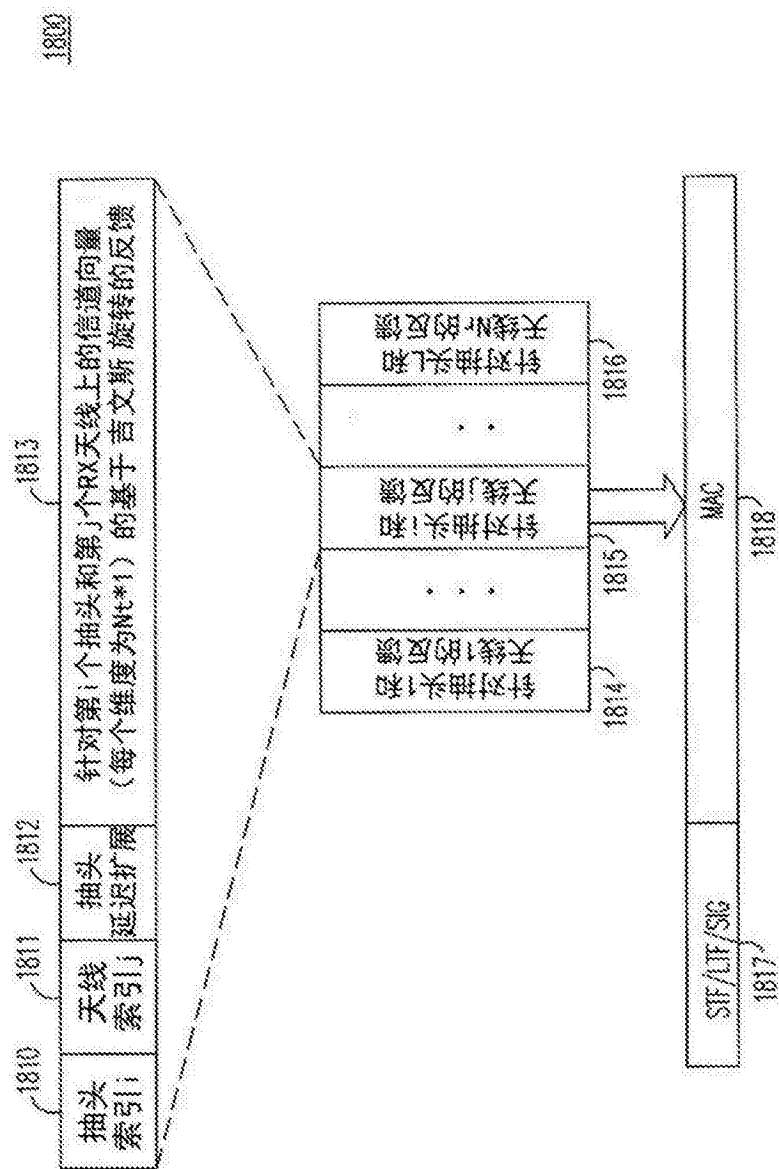


图18

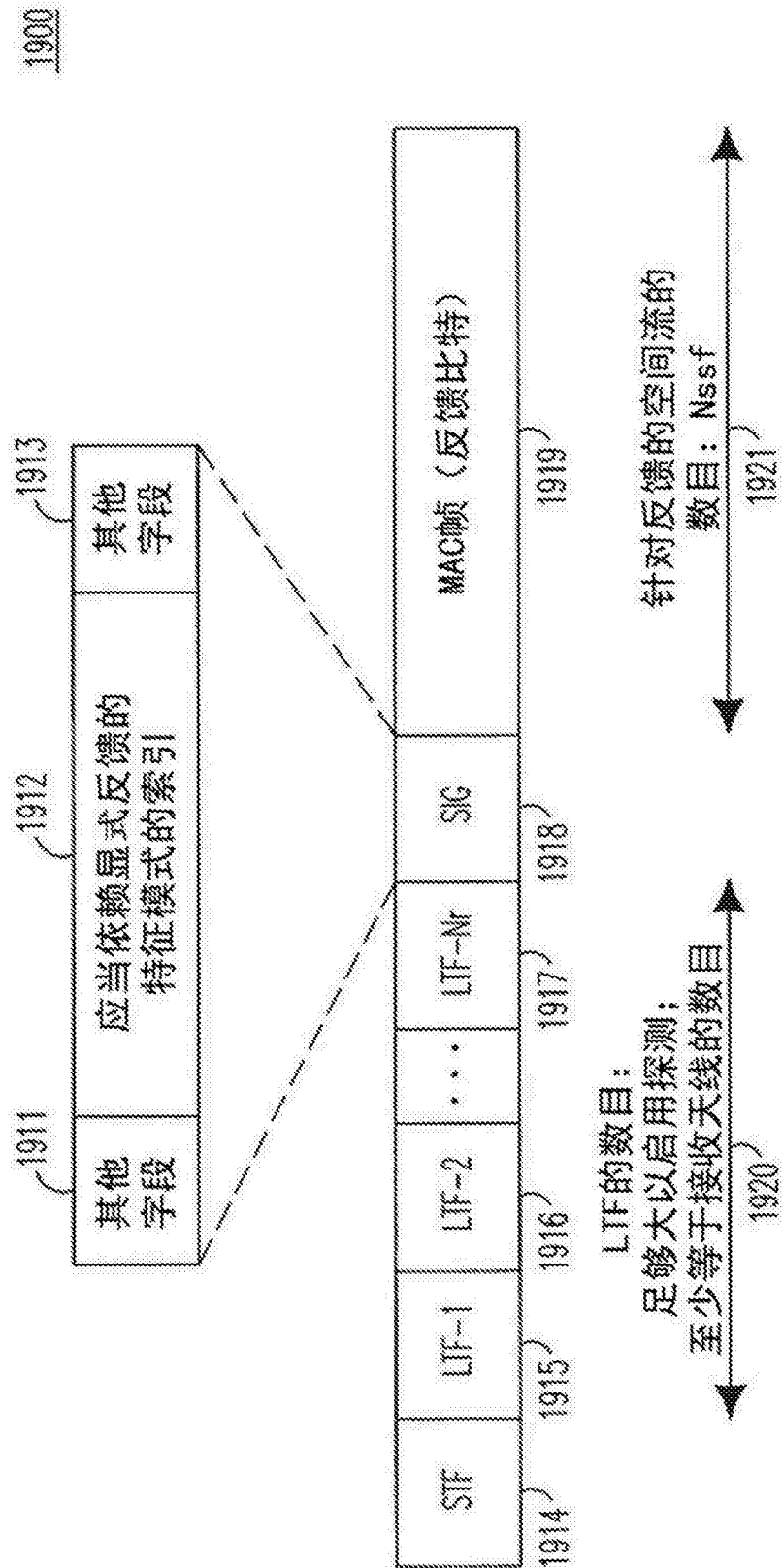


图19

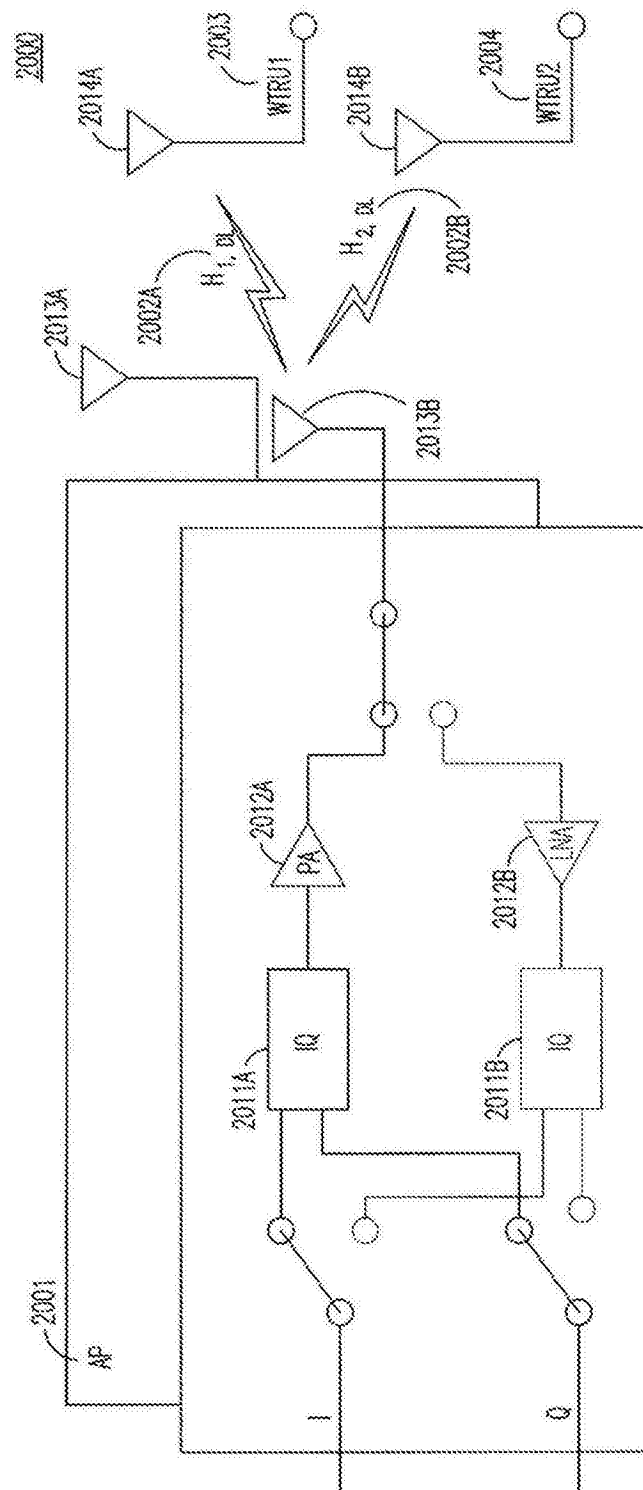


图20A

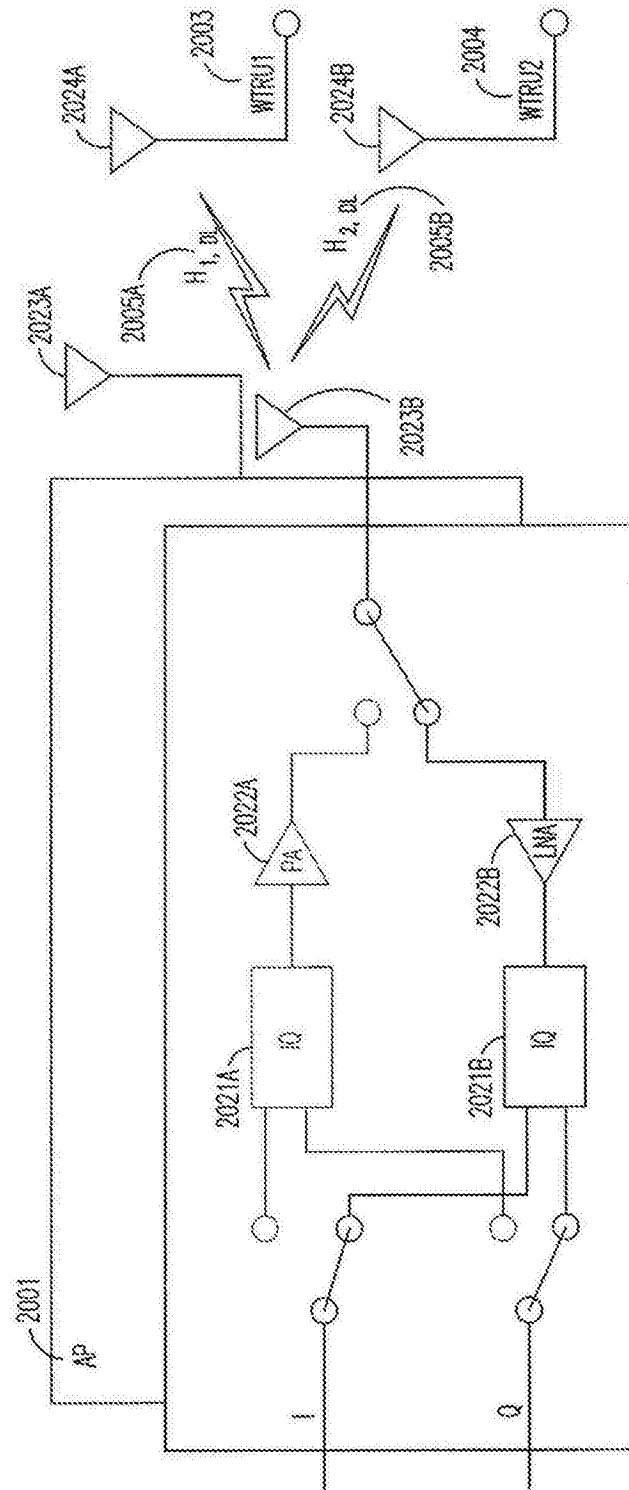


图20B

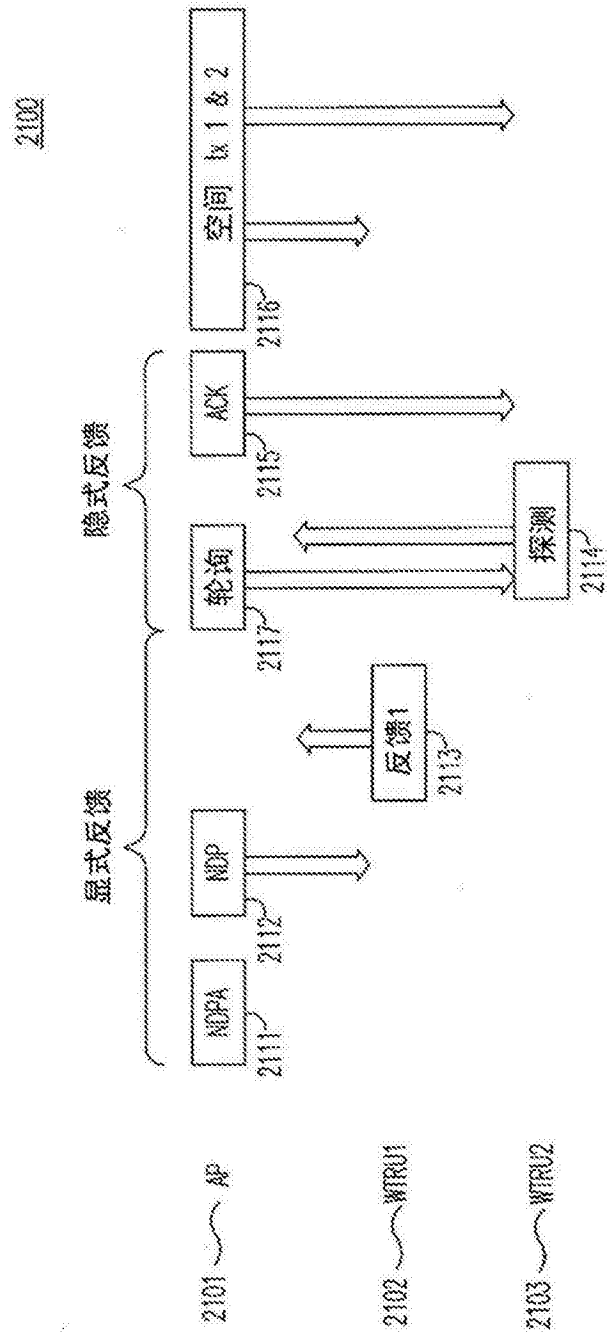


图21

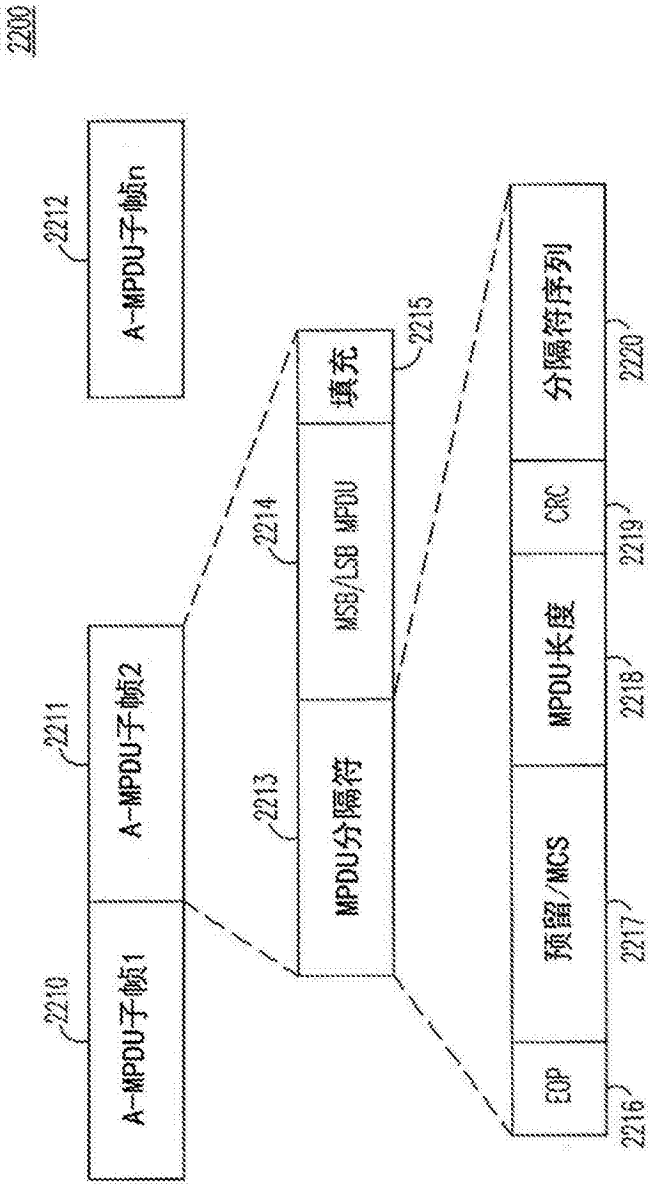


图22

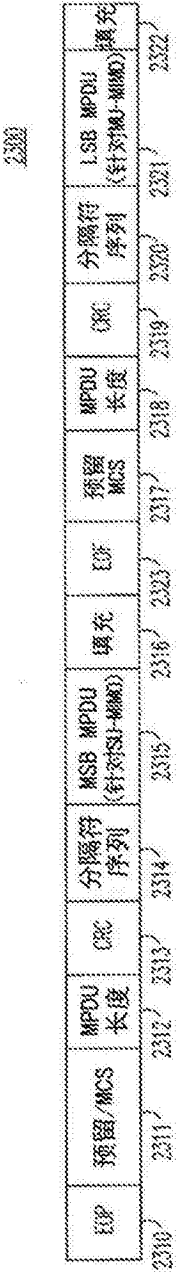


图23

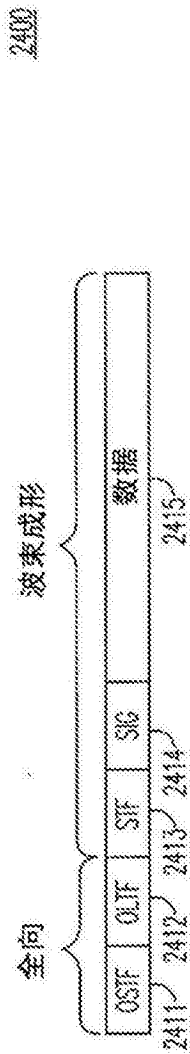


图24

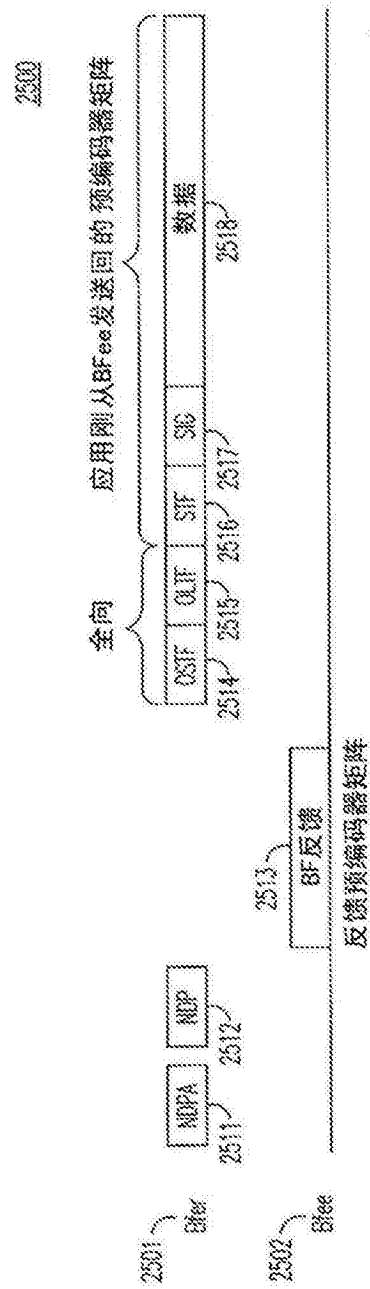


图25

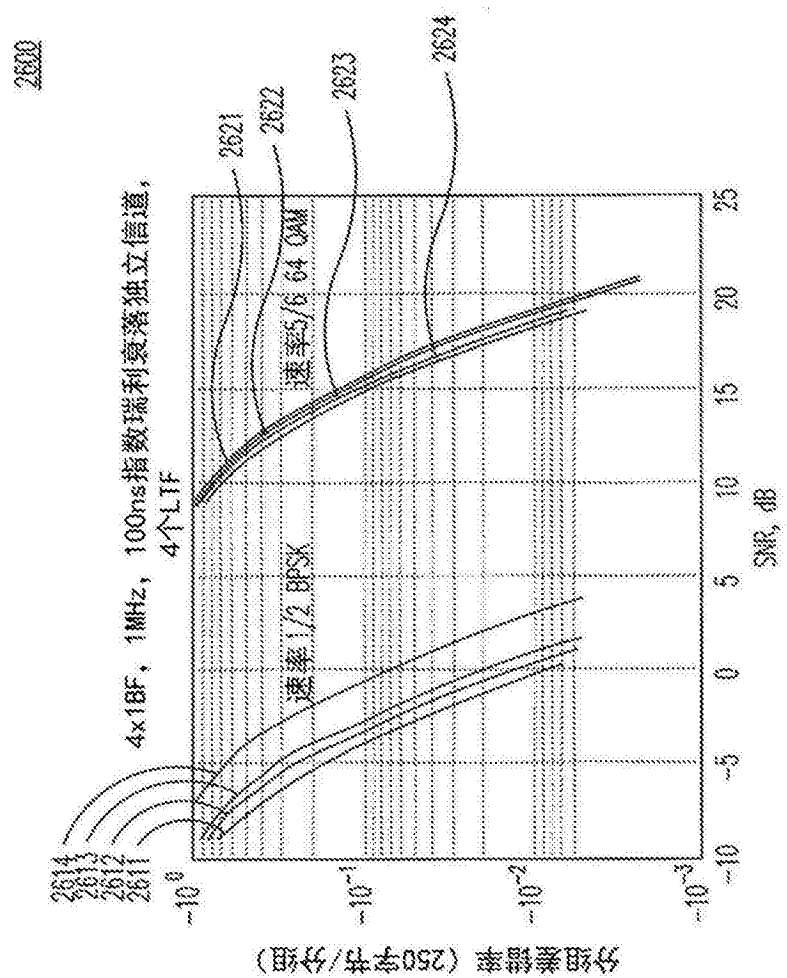


图26

2700

权重公告 (WA) 帧是管理帧，
在全向模式中传送，其为接下来
的MU-MIMO传输公告BF_{er}
将使用的MU-MIMO权重

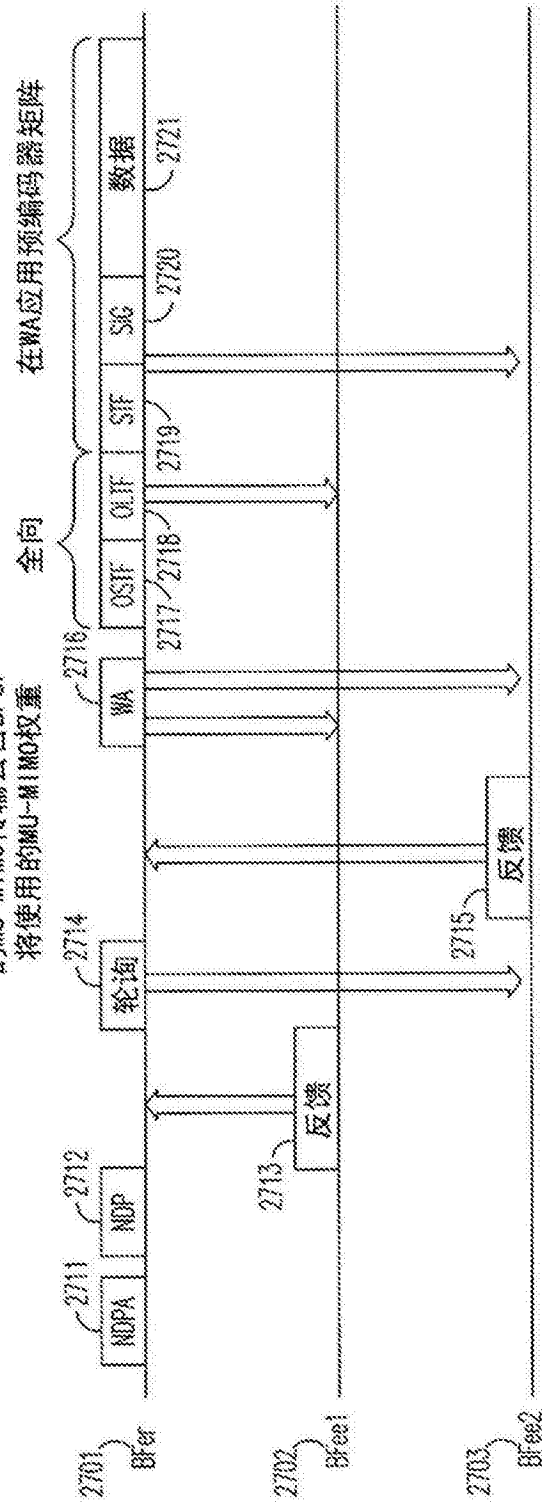


图27

2800

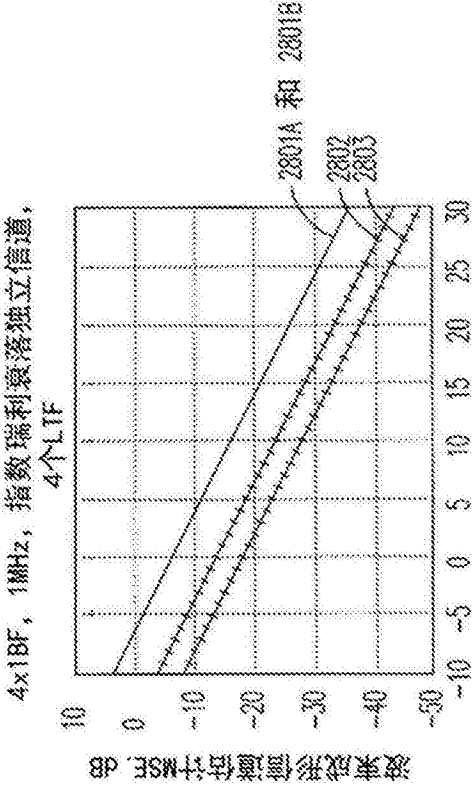


图28

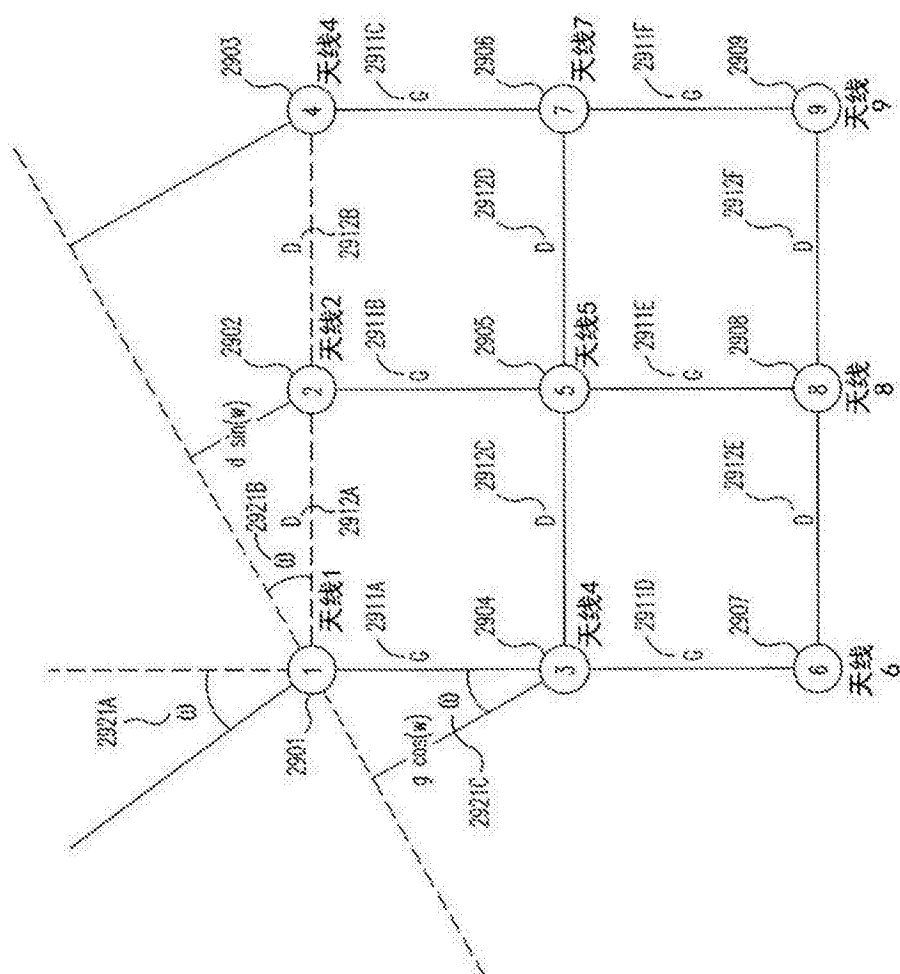


图 29

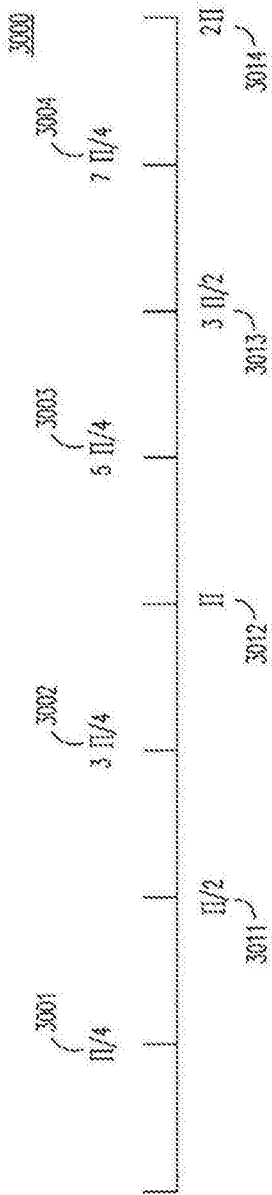


图30

318

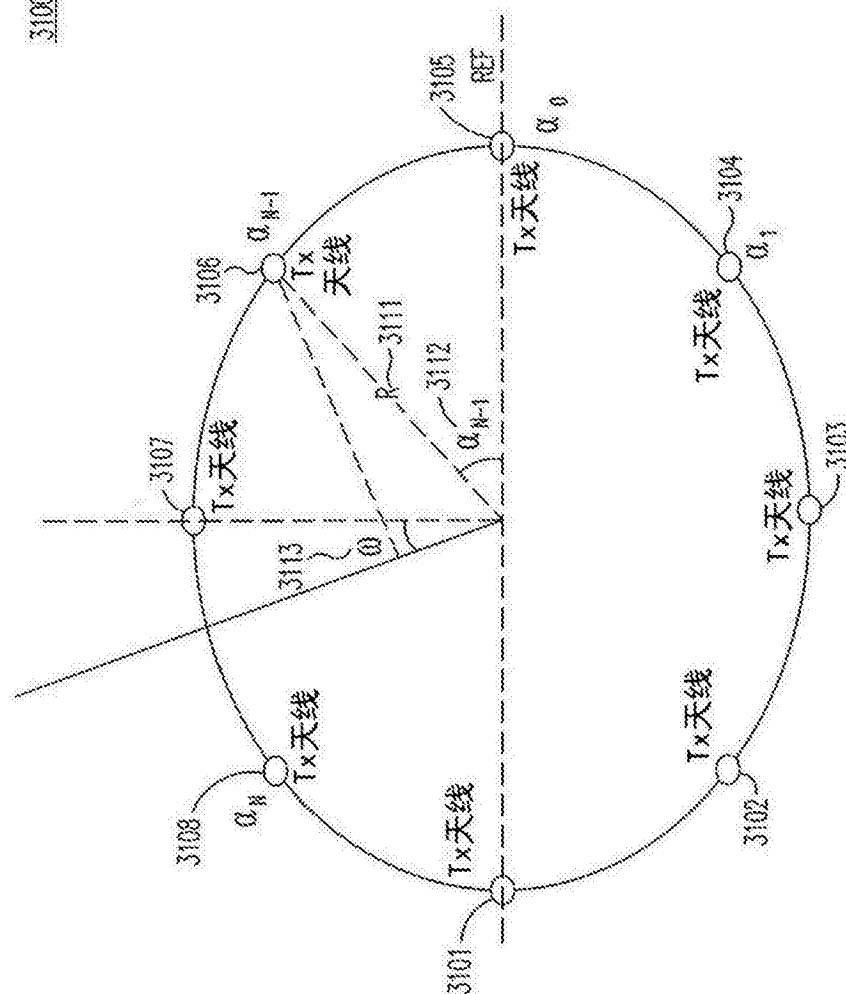


图31

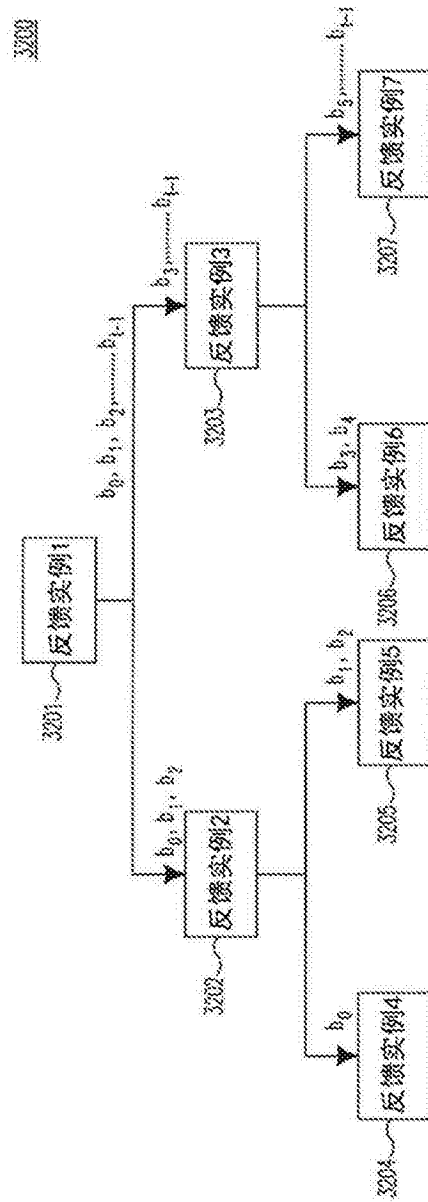


图32

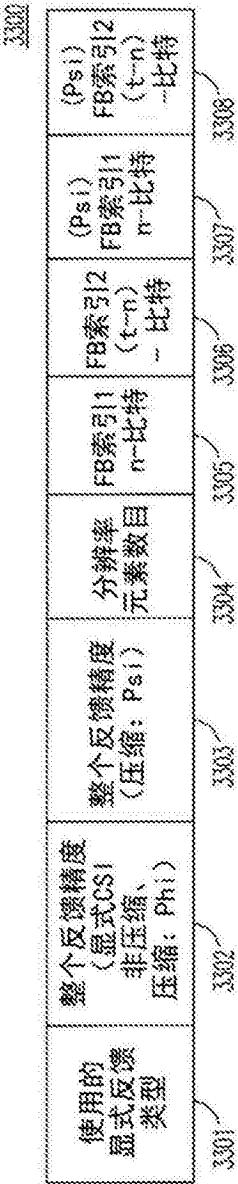


图33

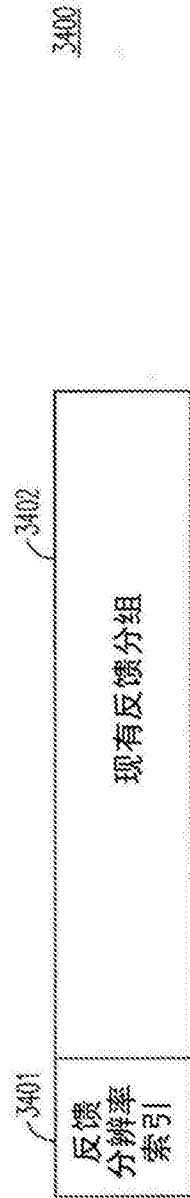


图34

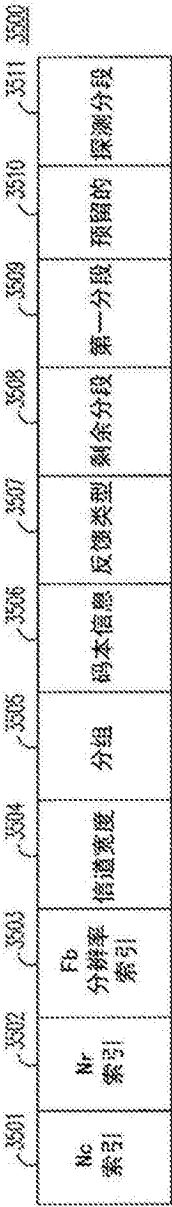


图35

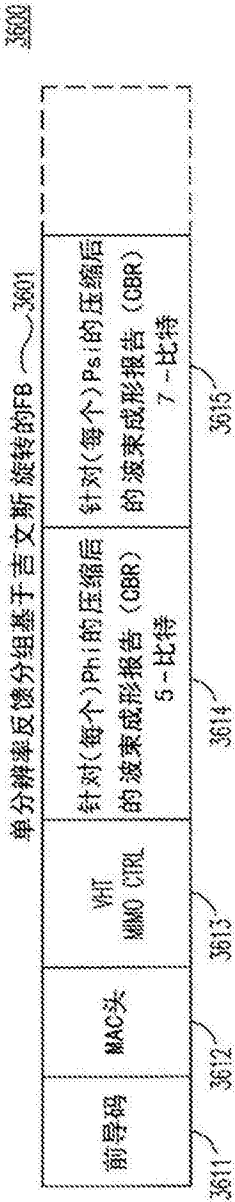


图36A

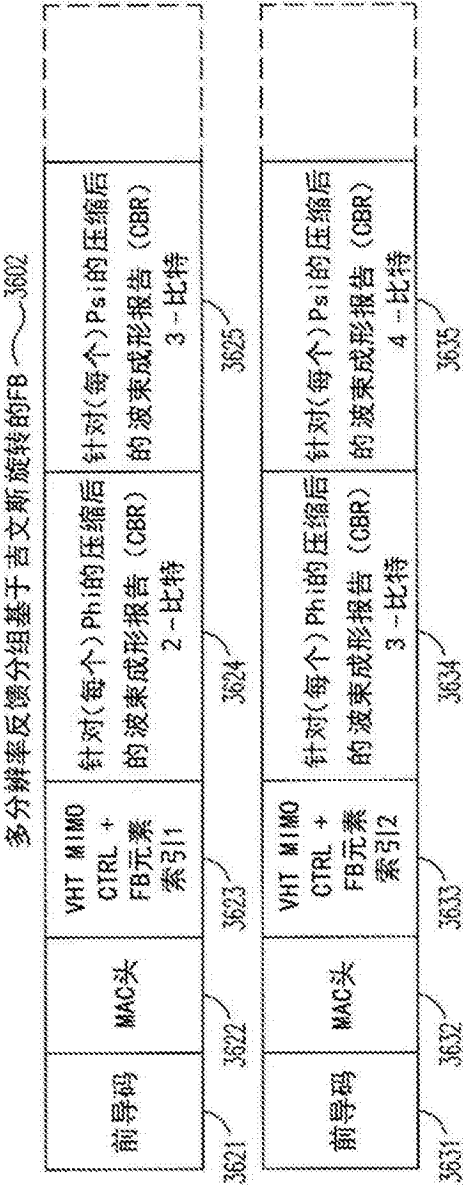


图36B

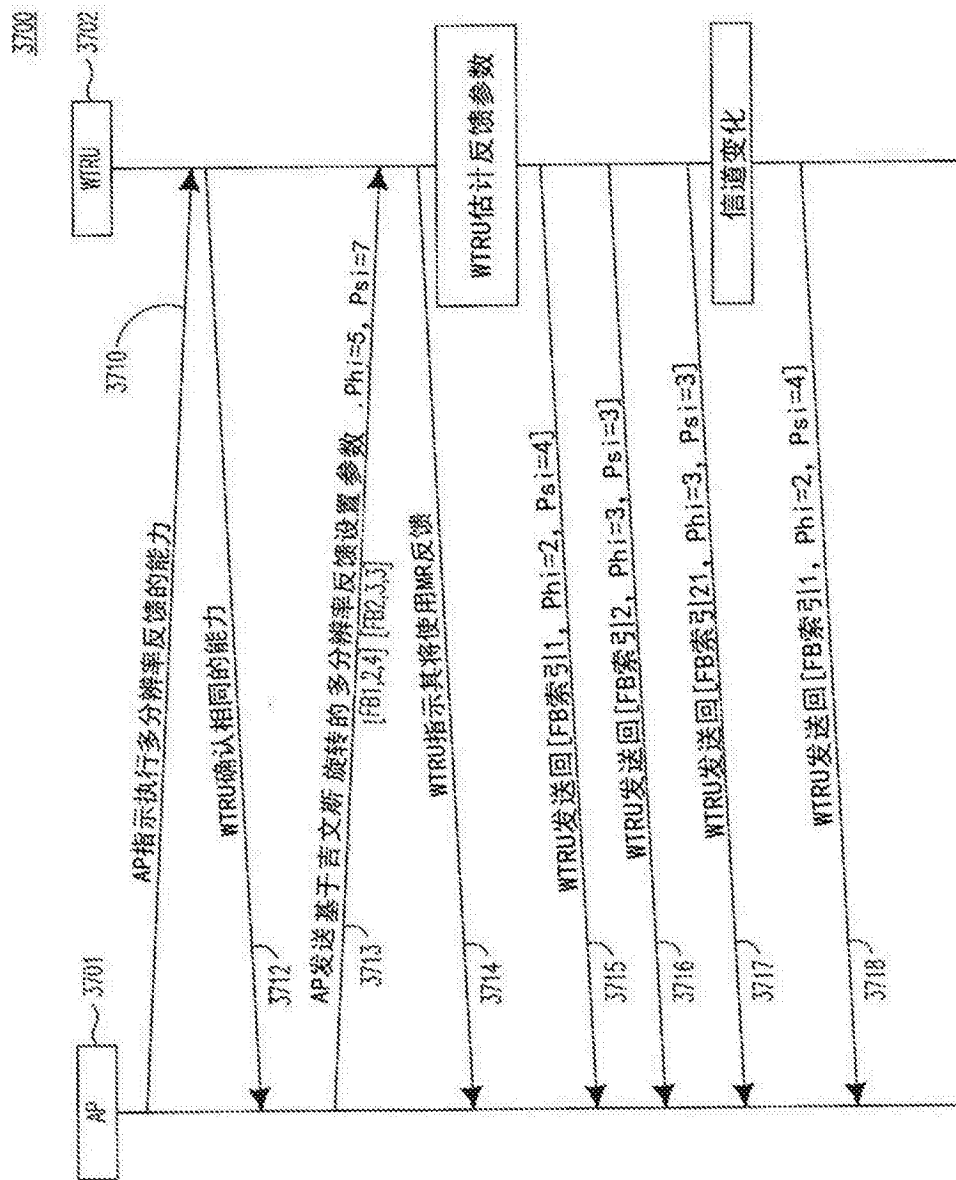


图37