



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106664273 A

(43)申请公布日 2017.05.10

(21)申请号 201580043552.3

(22)申请日 2015.08.08

(30)优先权数据

14/461,224 2014.08.15 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2017.02.14

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/CN2015/086427 2015.08.08

(87)PCT国际申请的公布数据

W02016/023445 EN 2016.02.18

(71)申请人 华为技术有限公司

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼

(72)发明人 迈克·默荷

(74)专利代理机构 北京同立钧成知识产权代理有限公司 11205

代理人 杨贝贝 臧建明

(51)Int.Cl.

H04L 27/14(2006.01)

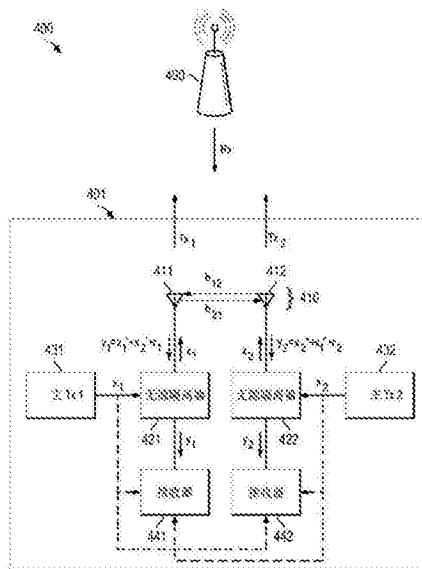
权利要求书3页 说明书11页 附图9页

(54)发明名称

MIMO同信道全双工收发器中的干扰抵消

(57)摘要

同信道全双工通信可以适用于多输入多输出(MIMO)处理以便通过利用空间分集获取增强的信号性能。可以从接收的无线电信号中去除来自多个本地天线上传输的强干扰分量,以在同信道全双工通信中享有MIMO的阵列和分集增益效益。更具体地,2个或更多MIMO传输信号的基带采样可以用来通过将基带信号与无线电信号互相关,以执行对于接收的无线电信号的信道估计,以估计与MIMO传输信号相关的干扰信道。估计的干扰信道用于将对应的干扰分量从接收的无线电信号中减去。



1. 一种用于在多输入多输出MIMO全双工通信信道中接收数据的方法,所述方法包括:

设备在多天线阵列的第一天线上接收无线电信号,所述无线电信号包括与在所述MIMO全双工通信信道上接收的通信信号相对应的接收信号分量;

获取在所述MIMO全双工通信信道上传送的传输信号的基带采样,所述传输信号至少包括在所述第一天线上发射的第一传输信号以及在所述多天线阵列的第二天线上发射的第二传输信号;

根据所述基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计以生成干扰抵消信号,所述干扰抵消信号至少包括与所述第一传输信号相对应的第一干扰分量以及与所述第二传输信号相对应的第二干扰分量;以及

从所述无线电信号中减去所述干扰抵消信号,以至少部分地将所述接收信号分量与所述无线电信号中的干扰隔离。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述通信信号、所述第一传输信号以及所述第二传输信号在所述MIMO全双工通信信道的公用网络资源上传送。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述基带采样包括与所述第一传输信号相对应的第一基带采样以及与所述第二传输信号相对应的第二基带采样。

4. 根据权利要求3所述的方法,其中根据所述基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计包括:

将所述第二基带采样与所述无线电信号互相关,以估计与所述第二传输信号相关联的第二干扰信道;以及

从所述第二干扰信道获得所述第二干扰分量。

5. 根据权利要求4所述的方法,其中所述第二干扰信道对应于从所述多天线阵列的所述第二天线延伸到所述多天线阵列的所述第一天线的空中接口。

6. 根据权利要求5所述的方法,其中所述第一天线和所述第二天线用于在接收所述通信信号所在的相同网络资源上执行MIMO传输。

7. 根据权利要求3所述的方法,其中根据所述基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计包括:

至少根据所述第一采样和所述第二采样将最小二乘算法应用于所述无线电信号,以至少获取与所述第一传输信号相关联的第一干扰信道以及与所述第二传输信号相关联的第二干扰信道;以及

至少根据所述第一干扰信道和所述第二干扰信道估计所述干扰抵消信号。

8. 根据权利要求3所述的方法,其中根据所述基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计包括:

由所述基带采样创建数据矩阵;

根据接收的干扰采样将最小二乘算法应用于所述数据矩阵以估计所述干扰信道;以及根据估计的干扰信道估计所述干扰抵消信号。

9. 根据权利要求8所述的方法,其中根据所述数据矩阵估计所述干扰抵消信号包括:

对所述数据矩阵和干扰采样执行最小二乘估计,以获取所述干扰信道估计。

10. 根据权利要求9所述的方法,其中根据所述数据矩阵估计所述干扰抵消信号包括:

对所述数据矩阵执行奇异值分解SVD或计算所述数据矩阵的穆尔-彭罗斯逆,以获取所

述干扰信道估计。

11. 根据权利要求1所述的方法,其中所述多天线阵列包括K个天线,其中K是大于2的整数,并且其中执行对于所述无线电信号的信道估计包括:

将K个传输信号的基带采样与所述无线电信号互相关,以估计K个干扰信道,所述K个传输信号作为MIMO传输信号的部分在所述多天线阵列的所述K个天线上同时发射;以及

从所述K个干扰信道获得干扰抵消信号。

12. 一种适于通过多输入多输出MIMO全双工通信信道通信的通信设备,所述通信设备包括

处理器;以及

计算机可读存储介质,存储由所述处理器执行的程序,所述程序包括指令以:

在多天线阵列的第一天线上接收无线电信号,所述无线电信号包括与在所述MIMO全双工通信信道上接收的通信信号相对应的接收信号分量;

获取在所述MIMO全双工通信信道上发送的传输信号的基带采样,所述传输信号至少包括在所述第一天线上发射的第一传输信号以及在所述多天线阵列的第二天线上发射的第二传输信号;

根据基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计以生成干扰抵消信号,所述干扰抵消信号至少包括与所述第一传输信号相对应的第一干扰分量以及与所述第二传输信号相对应的第二干扰分量;以及

从所述无线电信号中减去所述干扰抵消信号以至少部分地将所述接收信号分量与所述无线电信号中的干扰隔离。

13. 根据权利要求12所述的通信设备,其中所述通信信号、所述第一传输信号以及所述第二传输信号在所述MIMO全双工通信信道的公用网络资源上传送。

14. 根据权利要求12所述的通信设备,其中所述基带采样包括与所述第一传输信号相对应的第一基带采样以及与所述第二传输信号相对应的第二基带采样。

15. 根据权利要求14所述的通信设备,其中用以根据所述基带采样执行对于所述无线电信号的信道估计的所述指令包括指令以:

根据所述第二基带采样和所述无线电信道采样估计与所述第二传输信号相关联的第二干扰信道;以及

从所述第二干扰信道获得所述第二干扰分量。

16. 根据权利要求15所述的通信设备,其中所述第二干扰信道对应于从所述多天线阵列的所述第二天线延伸到所述多天线阵列的所述第一天线的空中接口。

17. 根据权利要求16所述的通信设备,其中所述第一天线和所述第二天线用于在接收所述通信信号所在的相同网络资源上执行MIMO传输。

18. 根据权利要求12所述的通信设备,其中所述多天线阵列包括K个天线,其中K是大于2的整数,并且其中用以执行对于所述无线电信号的信道估计的指令包括指令以:

根据所述K个传输信号的所述基带采样和所述干扰信号使用最小二乘算法估计K个干扰信道,所述K个传输信号作为MIMO传输信号的部分在所述多天线阵列的所述K个天线上同时发射;以及

从所述K个干扰信道获得干扰抵消信号。

19. 一种适于通过多输入多输出MIMO全双工通信信道通信的通信设备,所述通信设备包括:

多天线阵列,至少包括第一天线和第二天线,所述第一天线经配置以接收包括与在所述MIMO全双工通信信道上传送的通信信号相对应的接收信号分量的无线电信号;

一个或多个传输模块,与所述多天线阵列耦合,所述一个或多个传输模块经配置以通过至少在所述第一天线上发射第一传输信号且在所述第二天线上发射第二传输信号,执行在所述MIMO全双工通信信道上的传输;以及

信号处理模块,与所述第一天线耦合,所述信号处理模块经配置以至少获取所述第一传输信号的第一基带采样以及所述第二传输信号的第二基带采样,并且使用所述第一基带采样和所述第二基带采样执行对于所述无线电信号的干扰抵消,以至少部分地将所述接收信号分量与所述无线电信号中的干扰隔离。

20. 根据权利要求19所述的通信设备,其中所述通信信号、所述第一传输信号以及所述第二传输信号在所述MIMO全双工通信信道的公用网络资源上传送。

21. 根据权利要求19所述的通信设备,其中所述信号处理模块经配置以通过以下来执行对于所述无线电信号的干扰抵消:

根据所述第一基带采样和干扰信号使用最小二乘算法估计第一干扰信道,所述第一干扰信道与所述第一传输信号相关联;

将所述第二基带采样与所述无线电信号互相关,以估计与所述第二传输信号相关联的第二干扰信道;以及

至少从所述第一干扰信道和所述第二干扰信道获得干扰抵消信号。

22. 根据权利要求21所述的通信设备,其中所述第二干扰信道对应于从所述多天线阵列的所述第二天线延伸到所述多天线阵列的所述第一天线的空中接口。

23. 根据权利要求19所述的通信设备,其中所述多天线阵列包括K个天线,其中K是大于2的整数,并且所述信号处理模块经配置以通过以下来执行对于所述无线电信号的干扰抵消:

根据K个传输信号的基带采样和干扰信号使用最小二乘算法估计K个干扰信道,所述K个传输信号作为MIMO传输信号的部分在所述多天线阵列的所述K个天线上同时传输;以及

从所述K个干扰信道获得干扰抵消信号。

MIMO同信道全双工收发器中的干扰抵消

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求于2014年8月15日提交的序号为14/461,224、名称为“MIMO同信道全双工收发器中的干扰抵消”的美国专利申请的优先权,该申请通过引用结合于此。

技术领域

[0003] 本发明总体涉及网络中资源分配的管理,并且在具体的实施例中,涉及用于MIMO同信道全双工收发器中干扰抵消的技术和机制。

背景技术

[0004] 近来的无线通信激增已经使得频谱带宽变得越来越有价值。因此,无线服务供应商正在不断地寻找用于增加频谱效率的新技术。所提出的一个技术被称为相同信道同信道全双工通信,其中在公用网络资源上传送发送信号和接收信号,并且使用干扰抵消技术来处理接收的信号。作为示例,适合相同信道同信道全双工通信的蜂窝网络将在相同的时域、频域以及编码域资源上传送上行链路和下行链路信号,并且基站将使用下行链路基带信号的知识从接收的上行链路无线电信号中去除干扰,同时移动台将使用上行链路基带信号的知识从下行链路无线电信号中去除干扰。相同信道同信道全双工通信中的主要挑战在于由本地发射天线引起的干扰分量的数量级通常强于比接收信号分量的数量级要强。实际上,接收无线电信号中的这种强干扰分量的存在可能显著地增加误码率并且通常降低无线链路的质量(和频谱效率)。因此,用于改善相同信道同信道全双工网络中的无线链路性能的技术是被期望的。

发明内容

[0005] 本公开实施例描述了MIMO同信道全双工收发器中的干扰抵消,技术优势总体上通过本公开实施例来实现。

[0006] 根据一实施例,提供了用于在多输入多输出(MIMO)全双工通信信道中接收数据的方法。在该示例中,所述方法包括在多天线阵列的第一天线上接收无线电信号。无线电信号包括与在所述MIMO全双工通信信道上接收的通信信号相对应的接收信号分量。所述方法进一步包括获取在所述MIMO全双工通信信道上发送的传输信号的基带采样。所述传输信号至少包括在第一天线上发射的第一传输信号以及在多天线阵列的第二天线上发射的第二传输信号。所述方法进一步包括根据基带采样执行对于无线电信号的信道估计以生成干扰抵消信号。所述干扰抵消信号至少包括与第一传输信号相对应的第一干扰分量以及与第二传输信号相对应的第二干扰分量。所述方法进一步包括从无线电信号中减去干扰抵消信号以至少部分地将接收信号分量与无线电信号中的干扰隔离。还提供了用于执行该方法的装置。

[0007] 根据另一实施例,提供了适于通过多输入多输出(MIMO)全双工通信信道通信的通信设备。在该示例中,通信设备包括多天线阵列,所述多天线阵列至少包括第一天线和第二

天线、耦合到所述多天线阵列的一个或多个传输模块以及耦合到所述第一天线的信号处理模块。所述第一天线经配置以接收包括与在所述MIMO全双工通信信道上传送的通信信号相对应的接收信号分量的无线电信号。所述一个或多个传输模块经配置以通过至少在第一天线上发射第一传输信号且在第二天线上发射第二传输信号,执行在所述MIMO全双工通信信道上的传输。所述信号处理模块经配置以至少获取第一传输信号的第一基带采样以及第二传输信号的第二基带采样,并且使用第一基带采样和第二基带采样执行对于无线电信号的干扰抵消,以至少部分地将接收信号分量与无线电信号中的干扰隔离。

附图说明

- [0008] 为了全面地理解本公开及其优点,现结合附图参考以下描述,其中:
- [0009] 图1示出了无线通信网络实施例的示意图;
- [0010] 图2示出了常规的同信道全双工通信系统的示意图;
- [0011] 图3示出了另一常规的同信道全双工通信系统的示意图;
- [0012] 图4示出了MIMO同信道全双工通信系统实施例的示意图;
- [0013] 图5示出了用于处理在MIMO同信道全双工通信信道上传送的无线电信号的方法实施例的流程;
- [0014] 图6示出了另一MIMO同信道全双工通信系统实施例的示意图;
- [0015] 图7示出了MIMO同信道全双工检测器实施例的示意图;
- [0016] 图8示出了MIMO干扰抵消算法的信号流程实施例的示意图;
- [0017] 图9示出了MIMO干扰抵消算法的信号流程实施例的曲线图;
- [0018] 图10示出了通信设备实施例的示意图;以及
- [0019] 图11示出了计算平台实施例的示意图。
- [0020] 不同附图中的对应数字以及符号通常指对应的部件,除非另有指示。绘制幅图以清楚地示出实施例的相关方面并且不一定按照比例绘制。

具体实施方式

[0021] 在下面详细讨论本发明的实施例的构成以及使用。然而,应该理解的是本文所公开的构思可以被体现在各种各样的特定情况中,并且本文所讨论的特定实施例仅是示例性的而不用于限制权利要求的范围。进一步地,应该理解的是在不偏离由随附权利要求限定的本公开的精神和范围的情况下,可以在本文中作出各种改变、替换以及更改。

[0022] 本公开的方面对同信道全双工通信进行调整以支持多输入多输出(MIMO)处理,以便通过利用空间分集来得到增强的信号性能(例如,频谱效率、链路可靠性等)。更具体地,本发明的方面提供了允许将来自多个本地天线的强干扰分量从接收的无线电信号中去除的信号处理技术,其允许在同信道全双工通信中享有MIMO的阵列和分集增益效益。在一个实施例中,由接收器使用2个或更多MIMO传输信号的基带采样,以执行对于接收的无线电信号的信道估计。可将基带信号与无线电信号互相关,以估计与MIMO传输信号相关联的干扰信道,并且可以使用估计的干扰信道将相应的干扰分量从接收的无线电信号中减去。在下面更加详细地公开了这些方面以及其他方面。

[0023] 图1示出了用于传送数据的网络100。网络100包括具有覆盖区101的接入点(AP)

110、多个移动台120以及回程网络130。AP 110可包括能够通过与移动台120建立上行链路连接(短划线)和/或下行链路连接(虚线)以及其他操作,提供无线接入的任何组件,诸如基站、增强基站(eNB)、毫微微蜂窝以及其他无线启动设备。移动台120可包括能够与AP 110建立无线连接的任何组件,诸如用户设备(UE)、基站(STA)或其他移动设备。本领域技术人员将认识到术语移动设备应该被认为包括可以访问所谓的移动无线网络的设备,即便该设备是为了在固定位置使用,诸如机器到机器设备(例如,水表或电表,其本身为不可移动,但可利用移动无线网络以便其连接)。回程网络130可以是允许数据在AP 110和远程终端(未显示)间交换的任何组件或组件的集合。在一些实施例中,网络100可以包括各种其他无线设备,诸如继电器、低功率节点等。

[0024] 常规收发器通常在单一天线上执行同信道全双工传输,并且因此没有从MIMO通信的空间分集中获益。这些常规收发器可以在用于接收传送到收发器的通信信号的不同天线上或在不同天线上,执行单个天线传输。图2示出了常规的同信道全双工通信系统200,其中设备201在单个天线210上发送和接收到达/来自设备290的信号。如所示,设备201包括天线210、无源隔离器220、发射器230和接收器240。发射器230可以经配置以生成基带信号(x),所述基带信号(x)传播通过无源隔离器220并且在天线210上作为传输信号(Tx)而发射。此外,无线电信号(y)可以由天线210检测,并且可以传播通过无源隔离器220至接收器240。无线电信号(y)可以包括与从设备290传送到设备201的无线通信信号(Rx)相对应的信号分量(r),以及由传输信号(Tx)引起的强干扰分量(x')。强干扰分量(x')可包括与传输信号(Tx)相关联的多次反射。例如,强干扰分量(x')可包括在传输信号(Tx)的发射期间被反向重定向离开天线210的基带传输信号(x)的反射部分。强干扰分量(x')还可包括从对象(例如,建筑物等)反弹的传输信号(Tx)的反射部分。接收器240可以经配置以根据基带信号(x)的采样执行对于无线电信号(y)的干扰抵消,以从无线电信号(y)中去除干扰。

[0025] 图3示出了常规的同信道全双工通信系统300,其中设备301在天线314上从设备390接收信号,并且在天线313上将信号向设备390发送。如所示,设备301包括天线313、314,发射器330以及接收器340。发射器330经配置以生成基带信号(x),所述基带信号(x)在天线313上作为传输信号(Tx)发射。此外,在天线314上检测的无线电信号(y)传播至接收器340。无线电信号(y)包括与从设备390传送到设备301的无线通信信号(Rx)相对应的信号分量(r),以及由传输信号(Tx)引起的强干扰分量(x')。在该示例中,强干扰分量(x')可包括当传输信号(Tx)在天线313上发射时,在干扰信道(h)上传播的主要分量。接收器340可经配置以根据基带信号(x)的采样执行对于无线电信号(y)的干扰抵消,以从无线电信号(y)中去除干扰。

[0026] 本发明的方面利用了同信道全双工通信系统中的MIMO技术以获取增强的频谱效率以及链路可靠性性能。图4示出了MIMO同信道全双工通信系统400的实施例,其中设备401在多天阵列410上发送和接收去往或来自设备490的MIMO通信信号。如所示,设备401包括包含天线411、412的多天线阵列410、无源隔离器421、422,发射器431、432以及接收器441、442。发射器431经配置以生成基带信号(x₁),在天线411上作为传输信号(Tx₁)发射之前,所述基带信号(x₁)传播通过无源隔离器421。发射器432经配置以生成基带信号(x₂),所述基带信号(x₁)作为传输信号(Tx₂)在天线412上发送之前传播通过无源隔离器422。传输信号Tx₁、Tx₂共同形成从设备401传送到设备490的MIMO通信信号。

[0027] 进一步,无线电信号(y_1)由天线411检测并且传播通过无源隔离器421至接收器441,并且无线电信号(y_2)由天线412检测并且传播通过无源隔离器422至接收器442。

[0028] 无线电信号(y_1)包括与从设备490传送到设备401的无线通信信号(R_x)相对应的信号分量(r_1),以及由传输信号(T_{x1})引起的第一强干扰分量(x_1')和由传输信号(T_{x2})引起的第二强干扰分量(x_2')。强干扰分量(x_1')可包括当在天线411上发射传输信号(T_{x1})时,在干扰信道(h_{11})上传播的主反射分量,同时强干扰分量(x_2')可包括当在天线412上发射传输信号(T_{x2})时,在干扰信道(h_{12})上传播的主分量。干扰信道(h_{11})可对应于天线411的反射系数参数,并且为了清楚及简洁的目的,将不在同信道全双工通信系统400的实施例中对其进行描述。

[0029] 无线电信号(y_2)包括与从设备490传送到设备401的无线通信信号(R_x)相对应的信号分量(r_2),以及由传输信号(T_{x1})引起的第一强干扰分量(x_1'')和由传输信号(T_{x2})引起的第二强干扰分量(x_2'')。强干扰分量(x_1'')可包括当在天线411上发射传输信号(T_{x1})时,在干扰信道(h_{21})上传播的主反射分量,同时强干扰分量(x_2'')可以包括当在天线412上发射传输信号(T_{x2})时,在干扰信道(h_{22})上传播的主反射分量。干扰信道(h_{22})可对应于天线411的反射系数参数,并且为了清楚及简洁的目的,将不在同信道全双工通信系统400的实施例中对其进行描述。值得注意的是,无线通信信号(R_x)可为在设备490的多天线阵列上传送的MIMO通信信号。

[0030] 接收器441、442经配置以在接收后处理无线电信号 y_1 、 y_2 。接收器441可使用基带信号 x_1 、 x_2 的采样执行对无线电信号 y_1 的干扰抵消,以至少部分地将信号分量 r_1 与干扰分量 x_1' 、 x_2' 隔离。在这样做以后,接收器441可以:(i)执行信道估计以估计干扰信道 h_{11} 和 h_{12} ; (ii)由估计的干扰信道 h_{11} 和 h_{12} 插值得到干扰抵消信号(\hat{y}_1),以及(iii)从接收的无线电信号(y)中减去干扰抵消信号(\hat{y}_1)以获取接收信号分量(r_1)的较少失真的版本。在一个实施例中,接收器441将基带信号 x_1 、 x_2 的采样与无线电信号 y_1 作比较,以通过最小二乘逼近获取干扰信道 h_{11} 、 h_{12} 的估计。估计的干扰信道 h_{11} 、 h_{12} 随后用来过滤基带信号 x_1 、 x_2 以获取干扰抵消信号(\hat{y}_1)。同样地,接收器442可以以类似的方式执行对无线电信号 y_2 的干扰抵消,以至少部分地将信号分量 r_2 与干扰分量 x_1'' 、 x_2'' 隔离。

[0031] 图5示出了用于处理在MIMO同信道全双工通信信道上传送的无线电信号的方法500的实施例。如所示,方法500开始于步骤510,其中移动设备在多天线阵列的第一天线上接收无线电信号。无线电信号包括被传送到所述设备的通信信号的信号分量。接着,方法500进行到步骤520,其中移动设备获取在多天线阵列的每个天线上发射的传输信号的基带采样。所述传输信号共同形成作为通信信号在相同资源上传送的MIMO传输信号。随后,方法500进行到步骤530,其中所述设备根据基带采样以及接收的干扰采样执行对于无线电信号的信道估计,以生成干扰抵消信号。随后,方法500进行到步骤540,其中所述设备将干扰抵消信号从无线电信号中减去,以至少部分地将信号分量与无线电信号中的干扰隔离。

[0032] 本发明的方面可以支持在任何数量的天线上的同信道全双工MIMO通信。图6示出了MIMO同信道全双工通信系统600的实施例,其中设备601在包括K个天线611、612、...618(其中K是大于2的整数)的多天线阵列610上发送和接收去往/来自设备690的通信信号。设备601可从接收的无线电信号(y_1, y_1, \dots, y_K)中去除干扰。

[0033] 在同信道全双工通信中,在单个天线上或在位置接近的天线上同时传输和接收信

号使得接收的无线电信号经历由传输信号引起的强干扰分量,所述强干扰分量在本文中是指当在相同天线上(例如,图2)传送信号时的自干扰,以及当在位置接近的天线上(例如,图3)传送信号时的互干扰。

[0034] 本公开的方面展示了同信道全双工MIMO传输。在实际的实施中,可能存在多个阶段的干扰抵消,例如,无源模拟抵消、有源模拟抵消以及数字抵消。除了一些实施可能经由模数转换器以最小失真对自干扰信号进行采样以外,本公开的方面使用有源模拟抵消和数字抵消,而不对初始无源抵消阶段提出任何要求。然而,就期望的UE信号的SNR和总体抑制(rejection)两者而言的最终性能可能很大程度上取决于初始无源抵消阶段。

[0035] 为了同信道全双工MIMO可行,可能需要获取接近最优的干扰检测,以便接近目标性能水平。例如,取决于由无源抵消实现的抑制,可以要求后2个阶段提供额外的60分贝(dB)或更多,以便在UE信号上提供有用的SNR。为了提供60分贝的抑制,可能要求将自干扰估计到0.005dB的(或更好的)精确度。为了比较的目的,最好的当代测试设备通常提供0.5dB的绝对精度以及0.1-0.2dB的差分精度。如果自干扰信道是动态的(例如,衰落),则该问题甚至变得更加具有挑战性。

[0036] 最小二乘估计可以提供较好的抑制,并且在适当的实施策略下可以用于实时高带宽通信系统。可以将本文所公开的最小二乘估计技术应用到通用通信系统,因为它们适用于时域信号并且不假设任何信号结构。此外,可以根据充分处理能力的可用情况而将它们应用于任何信号带宽。实际上,本公开的方面显示了如何可以将最小二乘估计有利地应用于OFDM信号结构。

[0037] 在本公开中,术语检测器可指用于估计和/或抵消干扰的任何机制。在一些实施例中,检测器可对应于高性能接收器。在一些实施例中,自干扰出现在基站处,被解调的通信信号由UE或移动台发送。在其他的实施例中,自干扰出现在UE处,被解调的通信信号由基站发送。

[0038] 图7示出了用于检测器的结构的实施例,其中每个模块包括由三端口无源隔离设备连接的主发射器和主接收器。更复杂的设备可包括在数字域中执行信号处理的有源组件。在主发射器和接收器之间的是被耦合到主信号路径中的辅接收器和发射器。辅路径可对信号采样,估计自干扰,并且在它到达主接收器之前将它去除。在一些实施例中,可以执行第二阶段的有源模拟抵消,以将自干扰降低到它既不使主接收器饱和也不降低期望信号的分辨率的水平。

[0039] 在单个发射器/接收器中,尽管将基带传输信号假设为已知,然而这通常不相当于自干扰信号。具体来说,自干扰信号可能由各种因素/考量失真,诸如由在主传输链中的数字和模拟滤波器、由主传输链中的非线性,以及由基带信号的多个反射/版本。反射可能由无源抵消设备和/或天线的端口处的阻抗失配引起,并且可能由来自天线的本地环境的多路反射引起。在一些实施例中,基带发送信号可以在引起自干扰之前通过频率选择信道。在不失一般性的情况下,下列分析可以发生在复杂的基带中,并且可以假设所有的发送/接收对分享共同的时钟。除了自干扰以外,当 $K > 1$ 时,不同发射器之间将存在互干扰。该互干扰将经历与影响自干扰信号的失真在性质上类似(而在数量上不同)的失真。该互干扰可能是由于天线间的耦合/传输或因为回到第二天线的一个天线的传输的反射。

[0040] 对于2个天线的情况(例如, $K = 2$),其中假设所有的失真均是线性的,将位于第一

发射器处的干扰信号 ($y_1(t)$) 表示为: $y_1(t) = h_{11}(t) * x_1(t) + h_{12}(t) * x_2(t)$, 其中 $x_1(t)$ 表示来自第一发射器的无失真基带信号, $x_2(t)$ 表示来自第二发射器的无失真基带信号, $h_{11}(t)$ 是发射器#1和接收器#1基带之间的信道的脉冲响应; 而 $h_{21}(t)$ 是发射器#2和接收器#1之间的信道的脉冲响应。在上述等式中, *表示线性卷积。为了清楚起见, 将信号分量 (以及相关噪声) 从等式中排除, 因为在这个抵消阶段, 那些分量预计是可忽略的 (或相对于干扰分量来说是小的)。让 $\hat{y}_1(t)$ 表示干扰的估计。例如, 可将被传输的信号的平均抑制定义为估计中的误差与干扰功率之比, 其可以被如下表示:

$$[0041] \quad R_{\text{sis}} = -10 \log_{10} \left[\frac{\mathbb{E} |y_1(t) - \hat{y}_1(t)|^2}{\mathbb{E} |y_1(t)|^2} \right],$$

[0042] 在一些实施例中, 目标在于使得抑制尽量大或至少使得剩余干扰小于信号分量。对于 $K=2$ 的系统, 干扰分量可以被表示为:

$$[0043] \quad \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

[0044] 在一些实施例中, 用于同信道全双工MIMO通信的信道估计可使用最小二乘算法。一个目标可以是估计上一部分所描述的脉冲响应 $h_{ij}(t)$ 。实际上, 使用与连续信号相反的采样信号进行工作是可能的。让 $x_i(k)$, $k=1, \dots, N$ 表示发射器 i 的基带信号采样块, 并且让 $y_i(k)$, $k=1, \dots, N$ 表示相应的干扰采样。检测器 i 和发射器 j 之间的信道脉冲响应由 $h_{ij}(k)$, $k=1, \dots, M$ 表示。序列 $\{x_i(k)\}$ 的数据矩阵可以如下表示:

$$[0045] \quad X_i = \begin{bmatrix} x_i(k) & x_i(k-1) & \dots & x_i(k-M+2) & x_i(k-M+1) \\ x_i(k+1) & x_i(k) & x_i(k-1) & \dots & x_i(k-M) \\ x_i(k+2) & x_i(k+1) & x_i(k) & \dots & x_i(k-M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_i(k+N-2) & x_i(k+N-3) & \dots & x_i(k+N-M) & x_i(k+N-M-1) \\ x_i(k+N-1) & x_i(k+N-2) & x_i(k+N-3) & \dots & x_i(k+N-M) \end{bmatrix}$$

[0046] 上述矩阵可以是在次对角线上具有第 i 个发送基带信号的采样的 $N \times M$ 的托普利兹 (Toeplitz) 矩阵。数据矩阵可以允许如下表示等同于信号干扰等式的离散卷积:

$$y_1 = X_1 h_{11} + X_2 h_{12} = [X_1 \quad X_2] \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{12} \end{bmatrix}, \text{ 其中 } y_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}, X_i \in \mathbb{C}^{N \times M}, h_{ij} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \text{ 是离散复数}$$

基带采样的向量或矩阵。进一步, N 是估计所基于的块尺寸, 而 M 是脉冲响应的长度。 N 和 M 可以通过物理考量而确定。这个等式通常可以被表示为 $y = Xh$, 其中 $y = y_1$ 并且 $X = [X_1 \quad X_2]$ 是已知的。由于通常 $N > M$, 因此其是超定线性方程组, 其中期望确定 $h = [h_{11} \quad h_{12}]^T$ 并且 X 是非方阵。该问题的一个解决方案是使用论文“穆尔-彭罗斯 (Moore-Penrose) 逆矩阵的快速计算”, 神经信息处理信件和评论, 第8卷, 第2期, 2005年8月, 25-29页, 所描述的穆尔-彭罗斯 (伪) 逆, 其通过引入的方式并入本文中, 如全文再现一般。可以将最小二乘解表示为 $h = (XX^H)^{-1} X^H y$ 。最小二乘解可能充分降低/最小化 $\sum_x |y(k) - h * x(k)|^2$ 之间的平方误差, 并且其在

《自适应滤波理论》, 第9章, 第三版, 普伦蒂斯·霍尔, 新泽西, 1991, 中被讨论, 其通过引入

的方式并入本文中,如全文再现一般。本公开的一些部分可使用符号N指代天线和基带符号,而基带信号/采样的数量可能不同于天线的数量是有可能的。在这些情况下,应该使用符号K表示天线的数量,并且应该使用符号N表示基带信号/采样的数量。

[0047] 使用上述等式计算穆尔彭罗斯(伪)逆是有可能的。然而,在本应用中,数据矩阵可能是病态的,并且因此可替换的技术可能是执行X的奇异值分解(SVD),并且丢弃不重要的奇异值。如果基带信号不占据完全的奈奎斯特(Nyquist)带宽,则数据矩阵可能是病态的数据矩阵,如“数值去卷积中病态的谱特征化”,IEEE音频和电声学学报,第21卷,第4期,1973年8月,344-348页所讨论的,其通过引入的方式并入本文中,如全文再现一般。

[0048] 计算伪逆而不使用SVD以改善状态,这可能产生高度针对给定数据集并且对实施误差极其敏感的结果。如果在同信道但不同数据集使用了计算的脉冲响应,则可以极大地降低干扰估计的精确度。

[0049] 在实施例中,穆尔彭罗斯(伪)逆可以通过矩阵 $A^+ = (XX^H)^{-1}X^H$ 来表示,并且相同的算法可以应用于任何数量的输入。

[0050] 实际上,信号分量中的噪声可能限制最小二乘估计器的精确度。在通常的情况下,考虑等式: $y = Xh + n$,其中h是表示信道脉冲响应的M x 1矢量,n是表示有效噪声的N x 1矢量;并且X是已知传输信号采样的NxM数据矩阵。在这种应用中,有效噪声主要包含在信号分量中。如上所述,如下给出信道估计h的的最小二乘误差(MSE)解:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= (X^H X)^{-1} X^H \mathbf{y} \\ [0051] \quad &= \mathbf{h} + (X^H X)^{-1} X^H \mathbf{n} \end{aligned}$$

[0052] 如果忽略了伪逆的病态方面,假设n是零平均值,并且 $\mathbf{v} = \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} = (X^H X)^{-1} X^H \mathbf{n}$,则可以如下表示脉冲响应估计的协方差:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\mathbf{v}\mathbf{v}^H] &= \mathbf{E}\left[(X^H X)^{-1} X^H \mathbf{m}\mathbf{m}^H X (X^H X)^{-H}\right] \\ [0053] \quad &= (X^H X)^{-1} X^H \mathbf{E}[\mathbf{m}\mathbf{m}^H] X (X^H X)^{-H}, \\ &= \sigma^2 (X^H X)^{-1} \end{aligned}$$

[0054] 其中假设n是独立的并且是接近白色的(例如, $\mathbf{E}[\mathbf{m}\mathbf{m}^H] = \sigma_{\text{sig}}^2 \mathbf{I}$), σ_{sig}^2 是平均信号分量功率。此外,如果假设输入是零平均值并且是相对白的,则 $\mathbf{E}[XX^H] \approx N\sigma_x^2 \mathbf{I}$,其中 σ_x^2 是平均

发送功率,并且 $\mathbf{E}[\mathbf{v}\mathbf{v}^H] = \frac{\sigma_{\text{sig}}^2}{N\sigma_x^2} \mathbf{I}$ 。注意,由于数据矩阵X是病态的,因此与上述等式相比实

际上存在一些显著的变化,然而关于近似,该等式仍然是有用的。

[0055] 在该示例中,信道估计的噪声可能正比于信号分量功率并且反比于估计所基于的块尺寸。增加块尺寸可能允许更加精确的干扰估计。对于这种精确度增加的限制可能是信道在时间上变化有多快(例如,信道的衰落有多快)。可以如下表示估计的干扰 $\hat{\mathbf{y}}(k)$ 的误差:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y} &= X(\mathbf{h} + \mathbf{v}) - X\mathbf{h} \\ [0056] \quad &= X\mathbf{v} \end{aligned}$$

[0057] 当考虑最小二乘估计器中固有的平方误差时,可以如下表示估计的干扰的误差:

$$\begin{aligned}
 \text{[0058]} \quad \mathbf{E}[(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})^H] &= \mathbf{E}[\mathbf{X}\mathbf{v}\mathbf{v}^H\mathbf{X}^H] \\
 &= \frac{\sigma_v^2}{N\sigma_x^2} \mathbf{E}[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] \\
 &= \frac{M\sigma_v^2}{N} \mathbf{I}
 \end{aligned}$$

[0059] 该公式可以假设基带信号是零平均值并且是相对白的。事实上,由于伪逆的属性,等式的最后一行是由前面的推出的,并且等式最后一行不要求关于相对白的基带信号的假设。

[0060] 可将块尺寸N与将被估计的参数数量M之比称为处理增益 $PG=N/M$ 。从如上给出的估计的干扰等式,可以如下计算由于最小二乘估计而产生的预期抑制比:

$$\begin{aligned}
 \text{[0061]} \quad \text{Rejection} &= \frac{\mathbf{E}[(\hat{\mathbf{y}}_i - \mathbf{y}_i)(\hat{\mathbf{y}}_i - \mathbf{y}_i)^H]}{\mathbf{E}[\mathbf{y}_i\mathbf{y}_i^H]} \\
 &= \frac{M\sigma_v^2}{N\sigma_y^2}
 \end{aligned}$$

[0062] 如此,预期抑制可能为信号分量功率和由处理增益提高的自干扰功率之比,假设一些不重要的物理约束不限制抑制实现该值。如果假设在系统中不存在高斯噪声,则可以如下表示信号分量功率(σ^2)与剩余干扰功率(例如, $\hat{\mathbf{y}}(k) - \mathbf{y}(k)$ 的变化)之比:

$$\text{[0063]} \quad SNR_{\text{eff}} = \frac{\sigma_y^2}{\left(\frac{M\sigma_v^2}{N}\right)} = \frac{N}{M} = PG$$

[0064] 因此,信号分量的SNR正比于估计器的块尺寸并且反比于将被估计的参数的数量。因此,对于恒定的块尺寸,如果从单一输入SISO系统到具有双倍参数数量的“2x2 MIMO”系统,则可期望在UE的SNR中减少3dB;并且在4x4系统中进一步减少3dB。许多前述分析都假设信道是恒定的,并且因此可以通过在较长的时间周期内求平均值来改善性能。部分的下面分析考虑了时变信道的影响,例如衰落对信道估计的影响。可以将简化的复数基带离散时间模型表示为 $\hat{\mathbf{d}}(k) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}_k + \mathbf{n}$,其中 \mathbf{X} 是复数基带数据矩阵, \mathbf{h} 是信道估计, \mathbf{n} 是加性噪声,并且 \mathbf{d} 是在时间k的自干扰的估计。在2x2的MIMO场景中, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T$ 并且 $\mathbf{w} = [h_{11} \ h_{12}]^T$ 。可以如下表示实际的自干扰: $\mathbf{d}(k) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}_k + \Delta \mathbf{h}^H \mathbf{x}_k$ 。如果忽略噪声,则可以将由于信道变化而造成的自干扰估计中的误差表示为: $\mathbf{E}[(\mathbf{d}(k) - \hat{\mathbf{d}}(k))(\mathbf{d}(k) - \hat{\mathbf{d}}(k))^H] = \mathbf{E}[(\Delta \mathbf{h}^H \mathbf{x}_k)(\Delta \mathbf{h}^H \mathbf{x}_k)^H]$,其中 $\Delta \mathbf{h}$ 是在观察周期内的信道的变化。如果假设输入是接近白的,从而 $\mathbf{E}[\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H] = \sigma_x^2 \mathbf{I}$,则随后有可能将误差表示为:

$$\begin{aligned}
 \text{[0065]} \quad \mathbf{E}[(\mathbf{d}(k) - \hat{\mathbf{d}}(k))(\mathbf{d}(k) - \hat{\mathbf{d}}(k))^H] &= \sigma_x^2 \mathbf{E}[\Delta \mathbf{h}^H \mathbf{I} \Delta \mathbf{h}] \\
 &= \sigma_x^2 \sum_k \sigma_h^2(k)
 \end{aligned}$$

[0066] 这合理地假设衰落独立于信号,并且 $\sigma_h^2(k)$ 是多路信道的第k个参与者的方差。可以假设信道的所有多路径参与者是独立且同分布的。注意 $\sigma_h^2(k)$ 是在观察间隔上的第k个路径的

方差。考虑通用衰落过程 $f(t)$ ，其符合具有已知谱 $H_f(f)$ 的复高斯分布。我们可以使用如下等式定义间隔 $[0, T]$ 上的采样 $f(t)$ 以及该间隔上 $f(t)$ 的方差： $var(f) = \frac{1}{T} \int_0^T |f(t) - \bar{f}|^2 dt$ 。

[0067] 将在观察窗 $[0, T]$ 内的平均值定义为 $\bar{f} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$ 。为了在观察窗内估计该变量，假设观察窗相对于衰落处理的去相关时间是短的。随后，可能使用间隔 $[0, T]$ 上的第一阶近似，其被表示为 $f(t) \approx f(T/2) + \left. \frac{df}{dt} \right|_{t=T/2} (t - T/2)$ 。使用该近似， $\bar{f} = f(T/2)$ ，并且方差如下表示：

$$\begin{aligned}
 [0068] \quad Var(f) &= \mathbf{E} \left[\frac{1}{T} \int_0^T \left. \frac{df}{dt} \right|_{t=T/2} (t - T/2) dt \right]^2 \\
 &= \mathbf{E} \left[\left. \frac{df}{dt} \right|^2 \right] \frac{1}{T} \int_0^T (t - T/2)^2 dt \\
 &= \frac{T^2}{12} \mathbf{E} \left[\left. \frac{df}{dt} \right|^2 \right]
 \end{aligned}$$

[0069] 为了继续对这个估计，假设该过程是遍历的，并且可以如下应用帕斯瓦尔定理 (Parseval's theorem)：

$$\begin{aligned}
 [0070] \quad \mathbf{E} \left[\left. \frac{df}{dt} \right|^2 \right] &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left. \frac{df}{dt} \right|^2 dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} |(j2\pi f) H_f(f)|^2 df
 \end{aligned}$$

[0071] 其中 $H_f(f)$ 是衰落过程的振幅谱。

[0072] 为了估计该等式，考虑衰落频谱 $H_f(f)$ 的两种情况。在第一种情况中，假设 $H_f(f)$ 是具有单边带宽 f_B 的矩形频谱。这样，结合上述等式执行以上积分允许方差如下表示：

$Var(f) = \frac{(\pi f_B T)^2}{16}$ 。可替换地，如果使用了经典克拉克 (Clarke) 频谱，则如下表示衰落频谱：

$$[0073] \quad H_f(f) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_B^2 - f^2}} \text{ for } f < f_B$$

[0074] 随后得到如下结果：

$$[0075] \quad Var(f) = \frac{(\pi f_B T)^2}{12}$$

[0076] 针对变量的上述表达式可能对于小的 T 值是有效的，但是可能显示了其取决于乘积 $\pi f_B T$ 的平方，其中 f_B 是衰落频谱的单边带宽。即使对于小的 T ，由衰落导致的劣化将随着 T 的增加而快速上升。如果我们将由信号分量噪声引起的信道估计误差与衰落方差相结合，则得到对于信号分量SNR的下列表达式 (假设克拉克 (Clarke) 频谱)：

$$[0077] \quad SNR_{cr} = \frac{\sigma_{cr}^2}{\frac{M}{N} \sigma_{cr}^2 + \sigma_x^2 \frac{(\pi f_B T)^2}{12}}$$

[0078] 这假设了在所有M个衰落分量上的平均功率为一。如果 T_s 表示采样速率(因此, $T = NT_s$)并且 $\gamma = \frac{P_s}{N_0 B}$ 表示输入SNR(在无源抵消阶段之后自干扰和UE功率比),则可能得到如下的简化表达式:

$$[0079] \quad SNR_{OT} = \frac{1}{\frac{M}{N} + N^2 \gamma \frac{(\pi f_c T_s)^2}{12}}$$

[0080] 该表达式显示了分量信号SNR作为观察窗长度N的函数。随着观察窗N的增加,由分量信号噪声导致的因素降低,而由衰落导致的因素增加,这意味着存在最优N。

[0081] 图8示出了两天线MIMO收发器中的MIMO干扰抵消算法的信号流的实施例。估计自干扰并且按照类似的方式在第二接收器中减去所述自干扰。可以将该信号流扩展到K天线接收器,系统的尺寸增加K倍。

[0082] 图9示出了作为观察窗尺寸的函数的理论分量信号SNR。显示了针对不同数量的估计参数(M)以及不同的输入SNR(γ)的结果。对于所有的结果,衰落速率是3Hz并且采样速率是30.72MHz。要注意的是,即使在图9的上端,具有20MHz的LTE信号,观察窗相对于衰落速率仍然是小的(1%)。

[0083] 图10示出了通信设备1000的实施例的框图,其可以相当于上面讨论的一个或多个设备(例如,UE、NB等)。通信设备1000可包括可能如图10所示布置的处理器1004、存储器1006以及多个接口1010、1012、1014。处理器1004可以是能够执行计算和/或其他处理相关任务的任何组件,并且存储器1006可以是能够存储处理器1004的程序和/或指令的任何组件。接口1010、1012、1014可以是允许通信设备1000与其他设备通信的任何组件或组件集合。

[0084] 图11示出了可以用于实施本文中所公开的设备和方法的处理系统的框图。特定设备可以使用所有的所示组件或仅组件的子集,集成度可以根据设备变化。此外,设备可以包括组件的多个实例,诸如多个处理单元、处理器、存储器、发射器、接收器等。处理系统可以包括配有一个或多个输入/输出设备(诸如,扬声器、麦克风、鼠标、触屏、小键盘、键盘、打印机、显示器等)的处理单元。处理单元可以包括连接到总线的中央处理器(CPU)、存储器、大容量存储器、视频适配器和I/O接口。

[0085] 总线可以是包括存储器总线或存储器控制器、外围总线、视频总线等的数种总线结构的任何类型的一个或多个。CPU可以包括任何类型的电子数据处理器。存储器可以包括任何类型的系统存储器,诸如静态随机存取存储器(SRAM)、动态随机存取存储器(DRAM)、同步DRAM(SDRAM)、只读存储器(ROM),它们的组合等。在实施例中,存储器可包括用于在启动时使用的ROM,以及用于程序且在执行程序时用于程序和数据存储的DRAM。在一些实施例中,一些或所有组件可以合并和设备中,包括现场可编程门阵列(FPGA)或专用集成电路(ASIC)。

[0086] 大容量存储器可以包括任何类型的存储设备,所述存储设备经配置以存储数据、程序以及其它信息,并且使数据、程序和其他信息可经由总线访问。大容量存储器可以包括例如,一个或多个固态驱动器、硬盘驱动器、磁盘驱动器、光盘驱动器等。

[0087] 视频适配器和I/O接口提供接口,以将外部输入和输出设备耦合到处理单元。如所示,输入设备和输出设备的示例包括耦合到视频适配器的显示器和耦合到I/O接口的鼠标/

键盘/打印机。可以将其它设备耦合到处理单元,并且可以使用更多或更少的接口卡。例如,串行接口(诸如,通用串行总线(USB)(未示出))可以用来提供用于打印机的接口。本领域技术人员将理解的是上述实施例的许多实施方案将不需要视频或直接I/O接口的存在。由于视频适配器和I/O接口是纯粹可选的组件,因此缺少这样的接口不应被看做是意外的实施方案。

[0088] 处理单元还包括一个或多个网络接口,所述网络接口包括用于访问节点或不同网络的有线链接(诸如,以太网电缆等)和/或无线链接。网络接口允许处理单元经由网络与远程设备通信。例如,网络接口可以提供经由一个或多个传输器/传输天线和一个或多个接收器/接收天线的无线通信。在一个实施例中,将处理单元连接到局域网或广域网以便数据处理以及与远程设备(诸如,其他处理单元、因特网、远程存储设施等)的通信。

[0089] 尽管已经详细描述了说明书,仍应理解的是在不偏离由随附权利要求限定的精神和范围的情况下可以作出各种改变,替换以及更改。此外,本发明的范围不旨在限制于本文所述的具体实施例,因为根据本发明对于本领域技术人员来说将是显而易见的是现存的或将被开发的过程、机器、产品,物质组分、装置、方法或步骤可以实质上执行相同的功能或实质上实现与本文所述的对应实施例相同的结果。因此,随附权利要求旨在将这些过程、及其、产品,物质组分、装置、方法或步骤包括在它们的范围内。

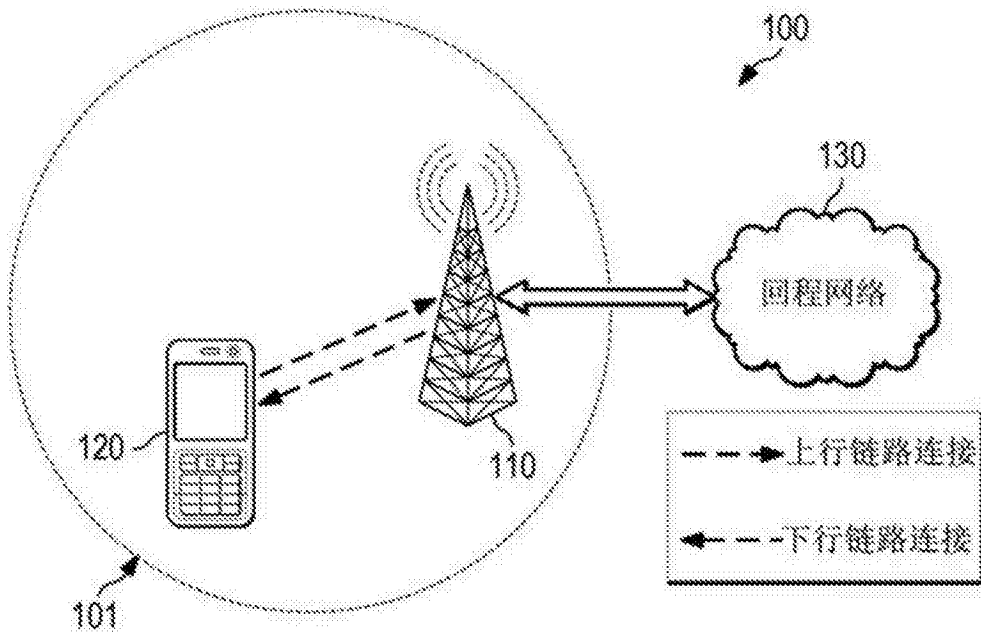


图1

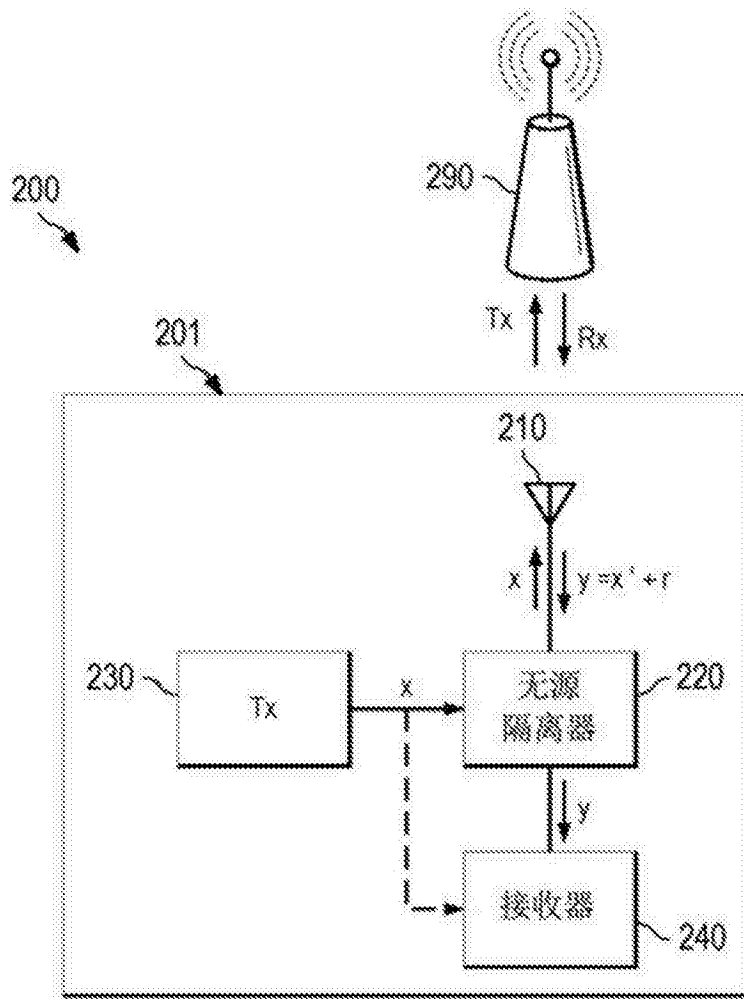


图2 (现有技术)

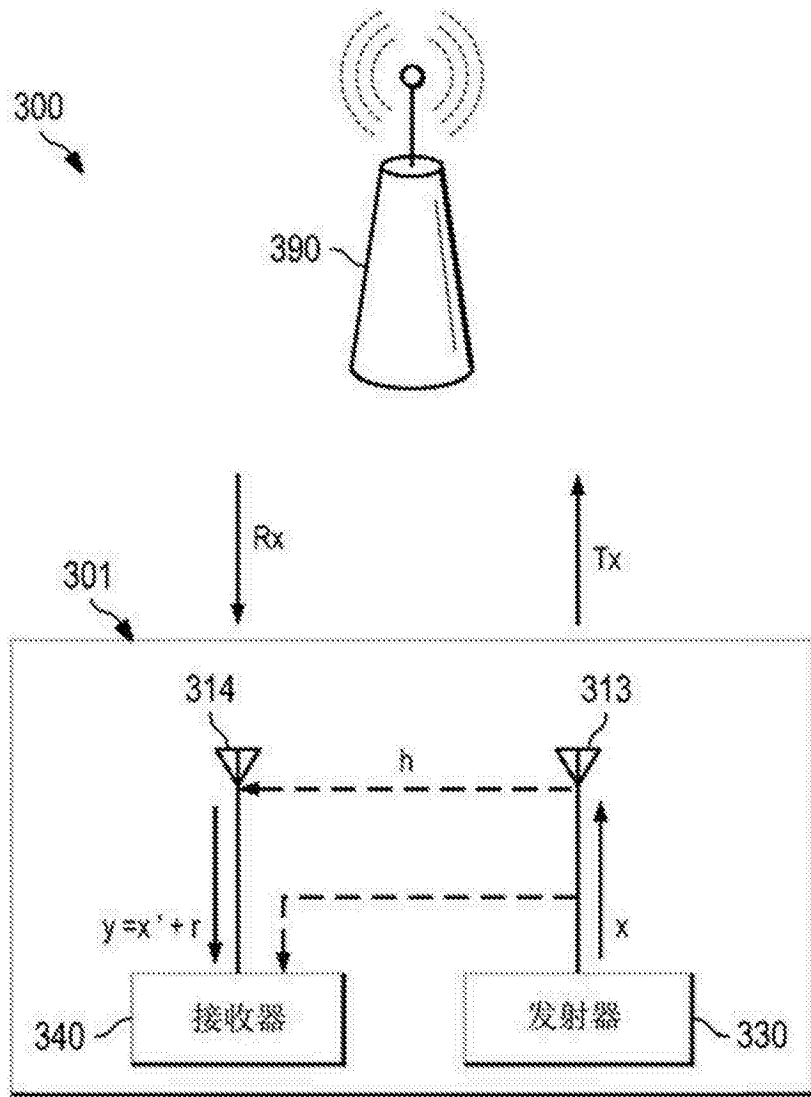


图3 (现有技术)

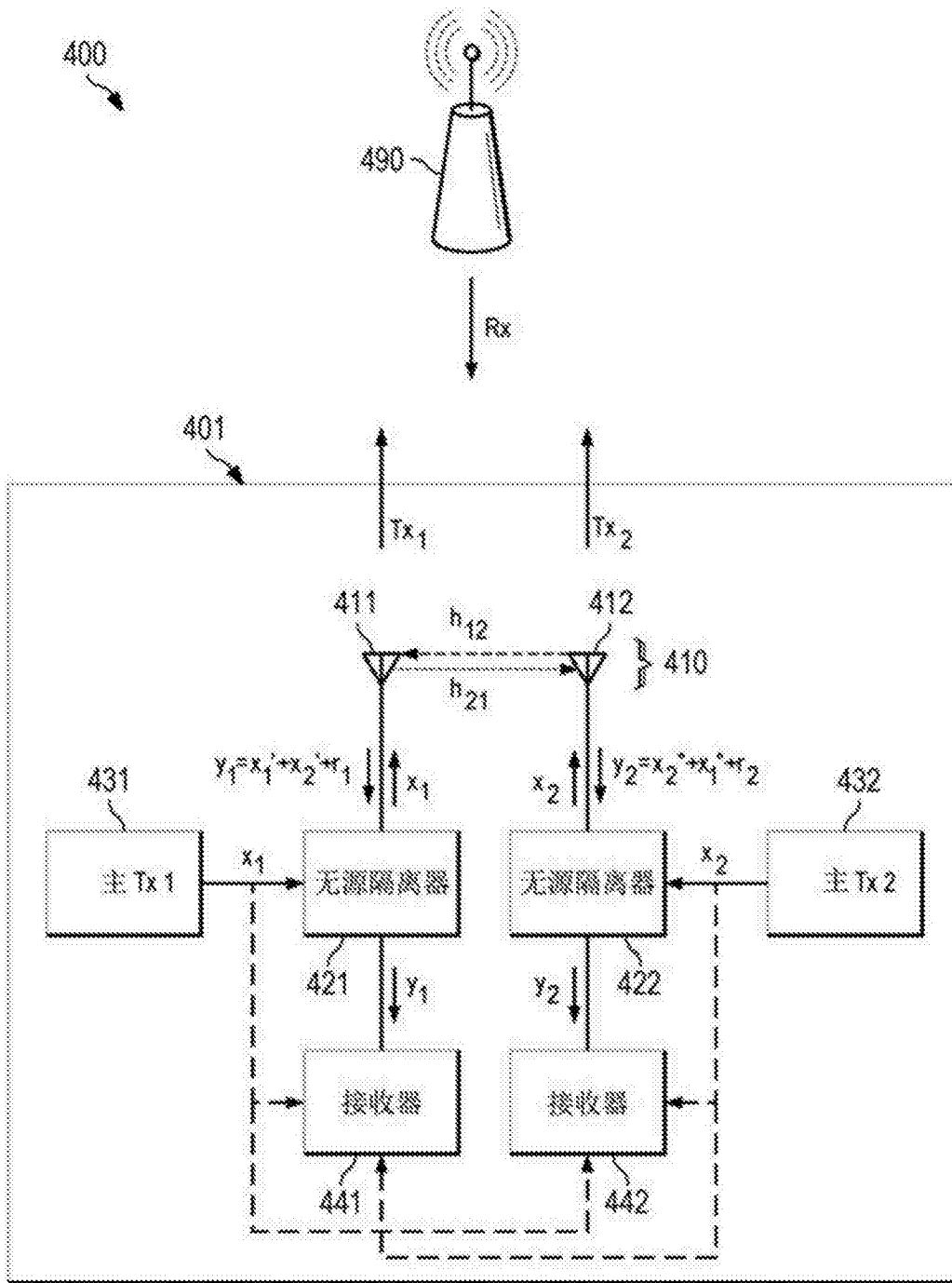


图4

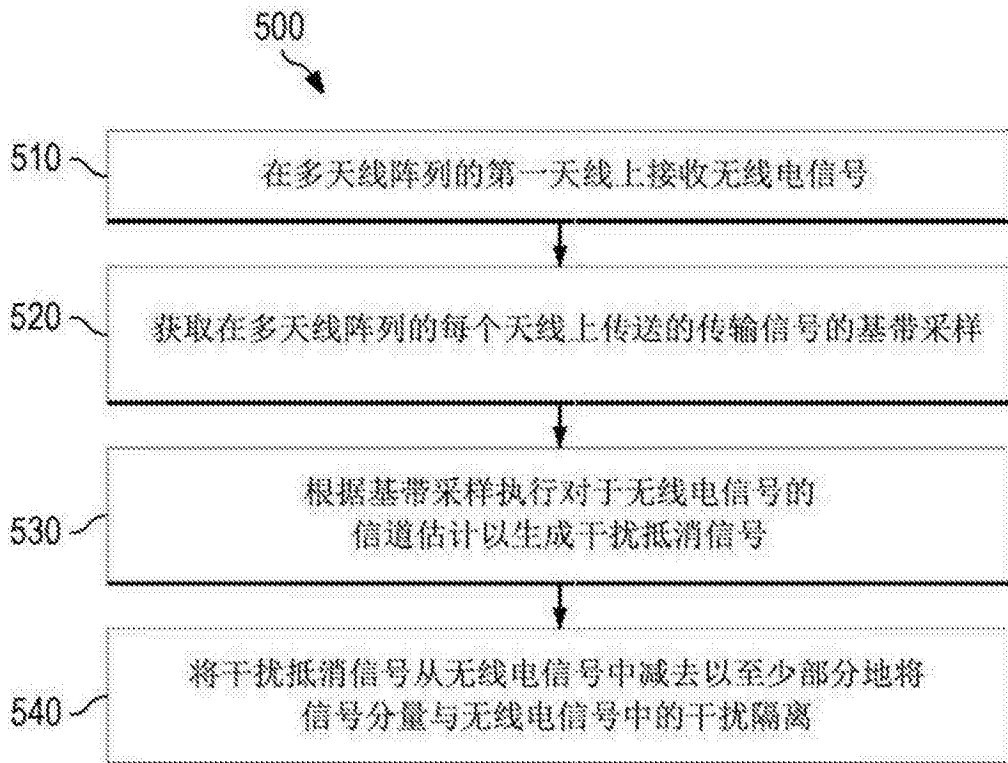


图5

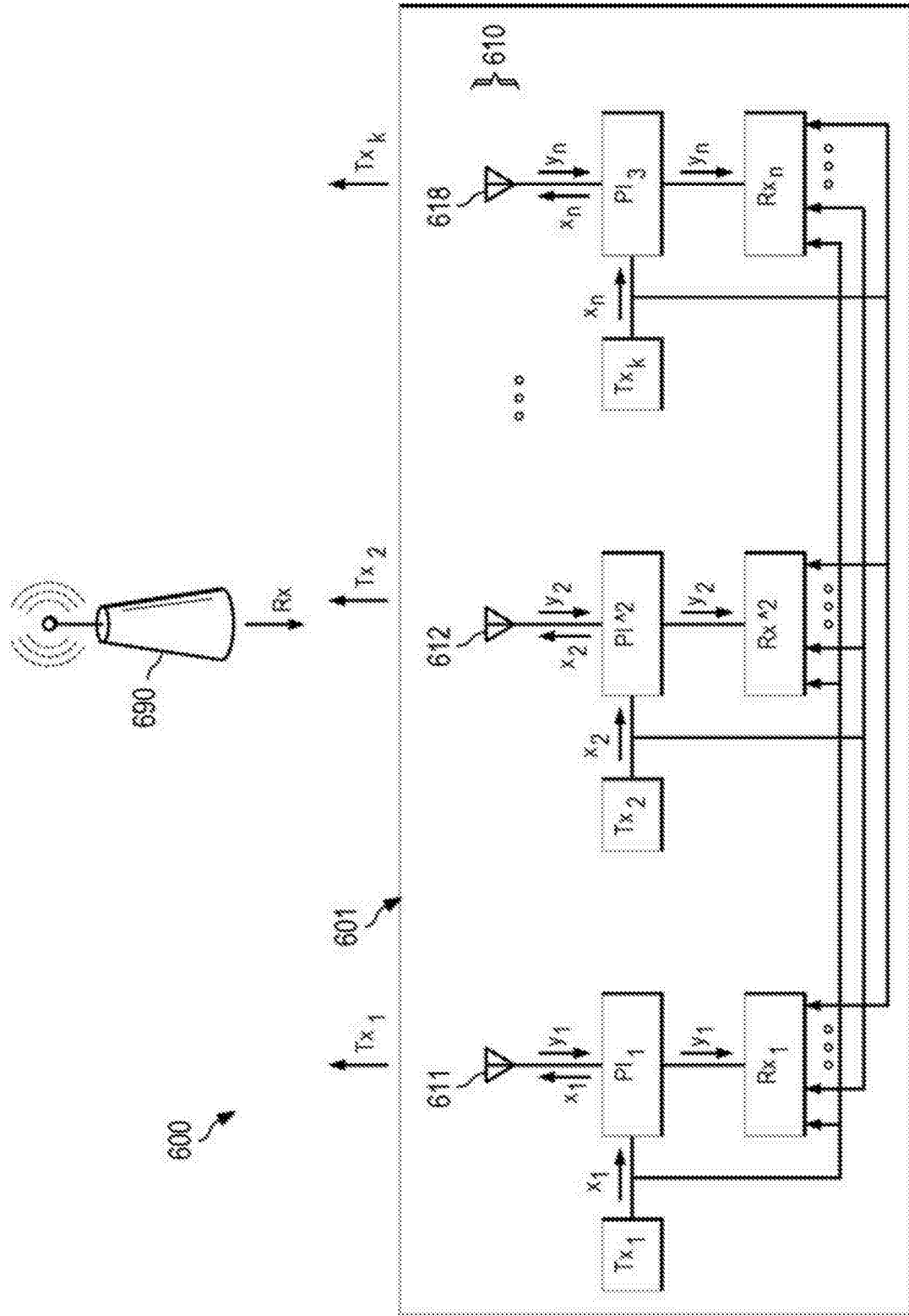


图6

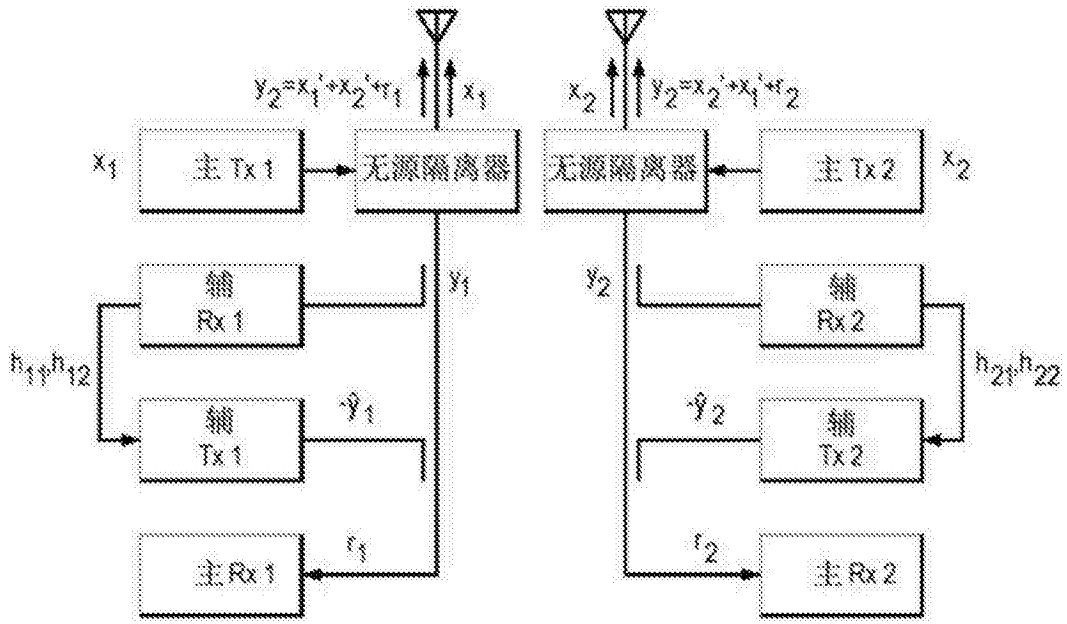


图7

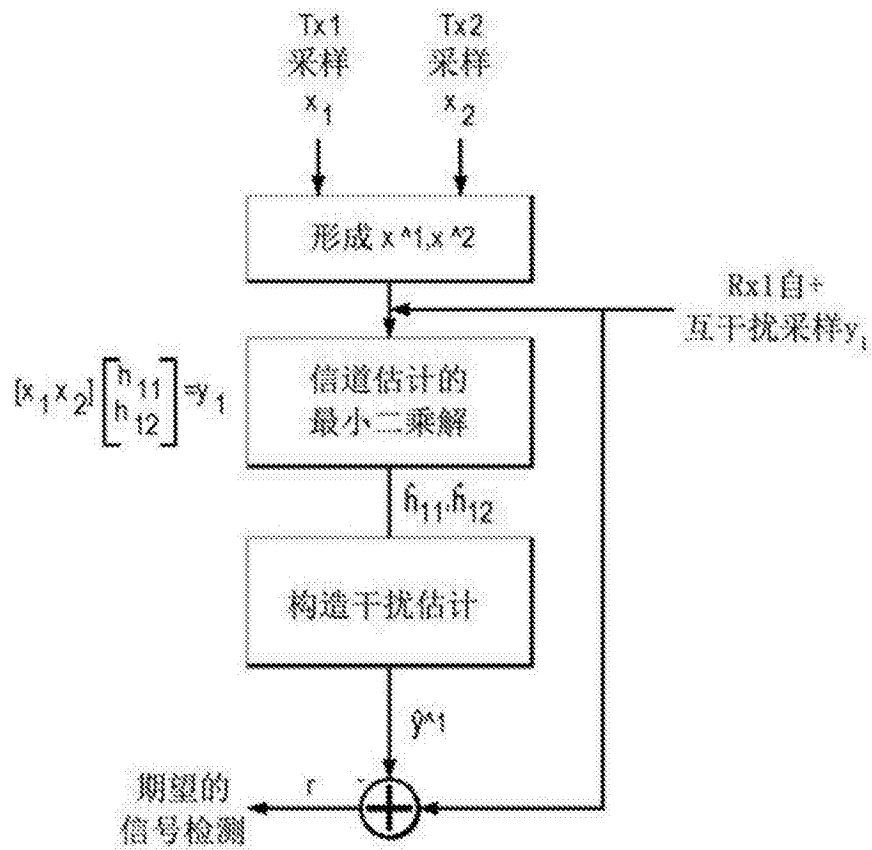


图8

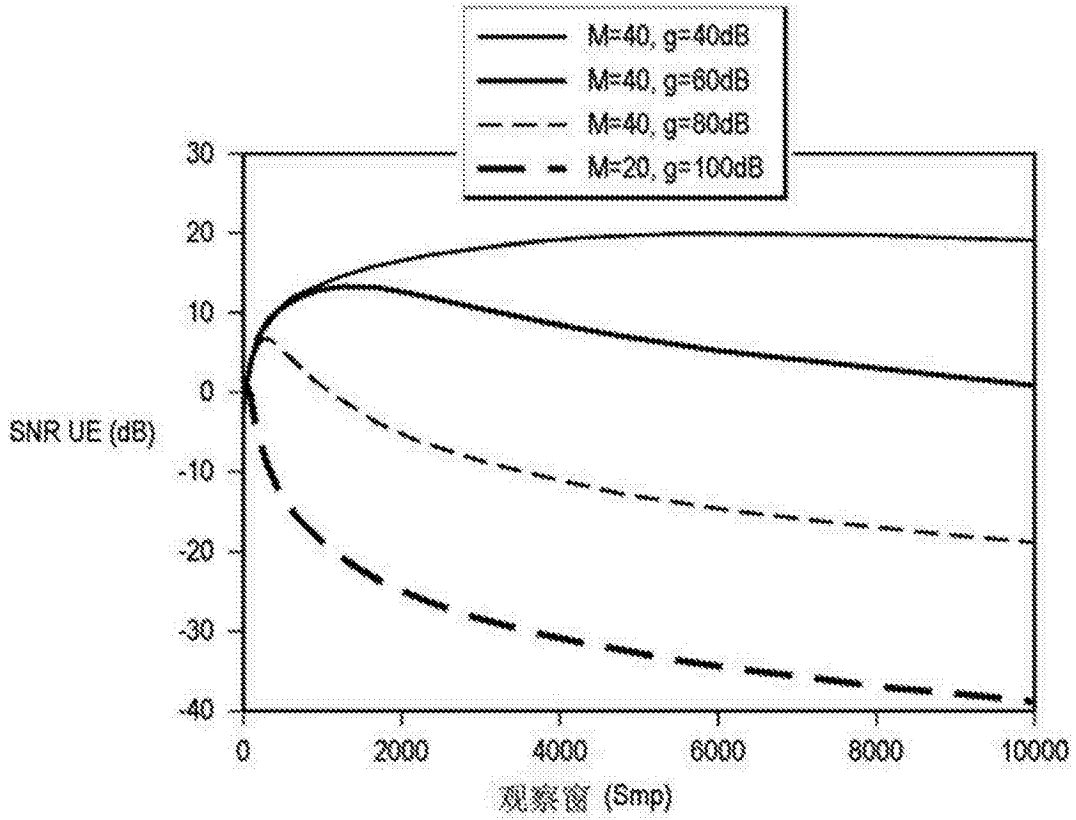


图9

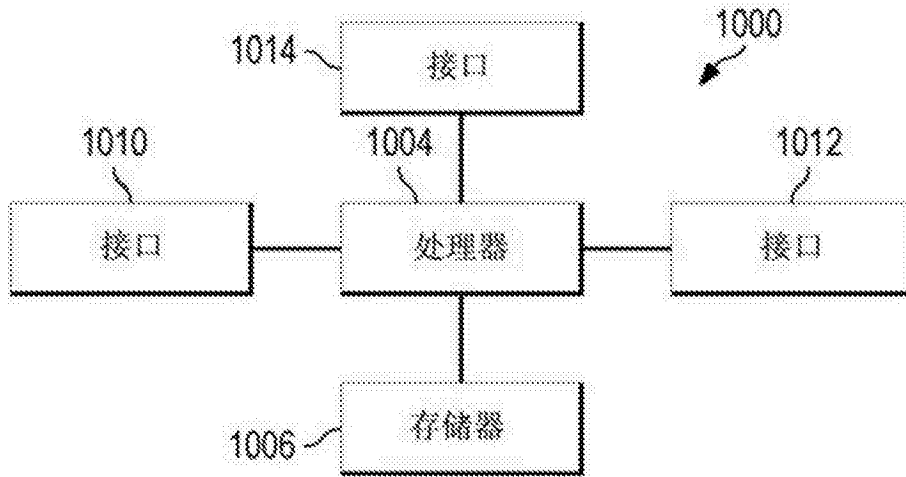


图10

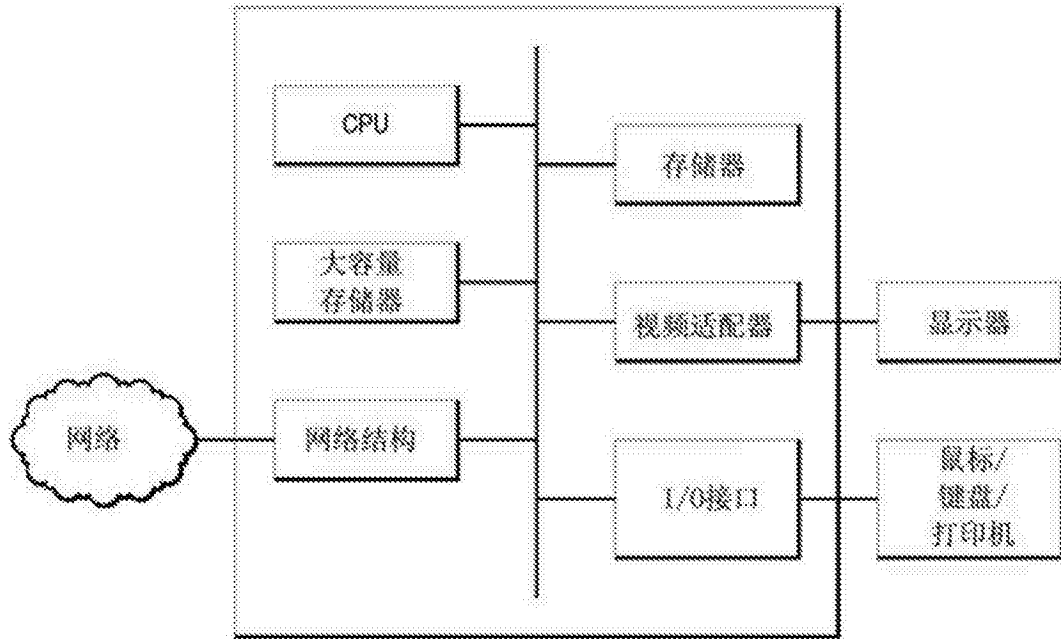


图11