



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103891152 A

(43) 申请公布日 2014. 06. 25

(21) 申请号 201280050976. 9

(22) 申请日 2012. 08. 18

(30) 优先权数据

61/525, 625 2011. 08. 19 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 04. 17

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/051514 2012. 08. 18

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/028584 EN 2013. 02. 28

(71) 申请人 昆特尔科技有限公司

地址 英国布里斯托尔

(72) 发明人 D. E. 巴克 D. S. 皮亚扎

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 张凌苗 徐红燕

(51) Int. Cl.

H04B 1/38(2006. 01)

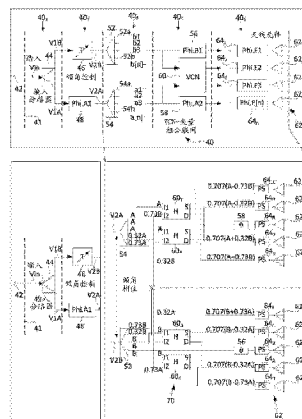
权利要求书2页 说明书19页 附图8页

(54) 发明名称

用于提供垂直平面空间波束成形的方法和装置

(57) 摘要

在一个实施例中,本公开内容提供了用于对垂直平面中的小区间共信道干扰进行空间滤波的方法和装置,这些方法和装置继而将提升网络频谱效率。



1. 一种基站系统,包括:

第一无源 RF 天线组件,其包括具有至少两个端口的波束成形网络,用于响应于跨所述两个端口的差分相位信号或差分幅度信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束;

RF 到基带下变频级,其耦合到所述第一无源 RF 天线组件,用于将所述差分相位信号或差分幅度加权信号处理成基带信号;以及

接收机组合级,其用于对所述基带信号执行矢量求和。

2. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,执行所述矢量求和包括执行最大比组合过程。

3. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,所述差分相位信号或差分幅度信号与蜂窝网络的多个移动终端相关联。

4. 根据权利要求 3 所述的基站系统,其中,与多个移动终端相关联的所述差分相位信号或差分幅度信号是作为多个并行接收分集组合过程来处理的。

5. 根据权利要求 2 所述的基站系统,其中,所述最大比组合过程包括检测前最大比组合过程。

6. 根据权利要求 2 所述的基站系统,其中,所述最大比组合过程包括检测后最大比组合过程。

7. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,所述无源 RF 天线组件还包括发送/接收双工端口和仅接收端口,其中,所述发送/接收双工端口连接到用于执行去双工动作以便在发送信号路径上提供发送信号并且在接收信号路径上提供接收信号的双工滤波器,其中,所述发送信号路径连接到用于创建两个发送信号分支的 RF 分路器,因此 RF 移相器应用于一个所述分支,其中,两个发送分支创建使用双工滤波器对来进行重新双工的差分相位信号对,其中,重新双工滤波器的输出连接到所述波束成形网络的所述两个端口。

8. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,所述无源 RF 天线组件还包括发送/接收双工端口和仅接收端口,其中,所述发送/接收双工端口连接到用于执行去双工动作以便在发送信号路径上提供发送信号并且在接收信号路径上提供接收信号的双工滤波器,其中,所述发送信号路径连接到用于创建两个发送信号分支的 RF 分路器,因此 RF 移相器应用于一个所述分支,其中,两个发送分支创建差分相位信号对,所述差分相位信号对由混合组合器转换成随后使用双工滤波器对进行重新双工的差分幅度信号对,其中,重新双工滤波器的输出连接到所述波束成形网络的所述两个端口。

9. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,所述无源 RF 天线组件还包括发送/接收双工端口和仅接收端口,其中,所述发送/接收双工端口连接到混合组合器的第一输入端口,并且所述仅接收端口耦合到所述混合组合器的第二输入端口,其中,所述混合组合器的输出连接到所述天线波束成形网络的所述两个端口,其中,所述输出中的一个施加于移相器以便允许发送信号的可变垂直倾角。

10. 根据权利要求 1 所述的基站系统,其中,所述无源 RF 天线组件还包括发送/接收双工端口和仅接收端口,其中,所述发送/接收双工端口直接连接到所述天线波束成形网络的所述两个端口中的一个,并且所述仅接收端口直接耦合到所述天线波束成形网络的所述两个端口中的另一个。

11. 根据权利要求 1 所述的基站系统,还包括:

第二无源 RF 天线组件,其是所述第一无源 RF 天线组件的正交极化,并且其中,所述接收机组合级用于对所述基带信号的四个分支执行矢量求和。

12. 根据权利要求 1 所述的基站系统,还包括:

第二无源 RF 天线组件,其是所述第一无源 RF 天线组件的正交极化,并且其中,所述接收机组合级用于对所述基带信号的四个以上的分支执行矢量求和。

13. 一种基站系统,包括:

预编码级,其用于将与移动终端相关联的基带数据符号映射成两个基带信号分支,并且经由信号分支与复预编码权重的乘法对分支进行预编码来赋予两个信号分支之间的相位差以产生预编码信号;

分配级,其用于向所述预编码信号分配资源;

调制级,其用于将所述预编码信号调制成调制信号;

基带到 RF 上变频级,其用于将所述调制信号上变频成 RF 信号;以及

第一无源 RF 天线组件,其包括具有至少两个端口的波束成形网络,用于接收所述 RF 信号,以及用于响应于跨所述两个端口的差分相位信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束。

14. 一种方法,包括:

响应于跨第一无源 RF 天线组件的波束成形网络的两个端口的差分相位信号或差分幅度信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束;

经由耦合到所述第一无源 RF 天线组件的 RF 到基带下变频级来将所述差分相位信号或差分幅度加权信号处理成基带信号;以及

经由接收机组合级来对所述基带信号执行矢量求和。

15. 根据权利要求 14 所述的方法,其中,执行所述矢量求和包括执行最大比组合过程。

16. 根据权利要求 14 所述的方法,其中,所述差分相位信号或差分幅度信号与蜂窝网络的多个移动终端相关联。

17. 根据权利要求 16 所述的方法,其中,与多个移动终端相关联的所述差分相位信号或差分幅度信号是作为多个并行接收分集组合过程来处理的。

18. 根据权利要求 15 所述的方法,其中,所述最大比组合过程包括检测前最大比组合过程。

19. 根据权利要求 15 所述的方法,其中,所述最大比组合过程包括检测后最大比组合过程。

20. 根据权利要求 14 所述的方法,其中,所述无源 RF 天线组件还包括发送/接收双工端口和仅接收端口,其中,所述发送/接收双工端口连接到用于执行去双工动作以便在发送信号路径上提供发送信号并且在接收信号路径上提供接收信号的双工滤波器,其中,所述发送信号路径连接到用于创建两个发送信号分支的 RF 分路器,因此 RF 移相器应用于一个所述分支,其中,两个发送分支创建使用双工滤波器对进行重新双工的差分相位信号对,其中,重新双工滤波器的输出连接到所述波束成形网络的所述两个端口。

用于提供垂直平面空间波束成形的方法和装置

[0001] 相关申请

本申请在 35 U. S. C. § 119(e) 下要求于 2011 年 8 月 19 日提交的、序列号为 61/525, 625 的美国临时专利申请的优先权, 特此通过引用在其整体上并入上述美国临时专利申请。

[0002] 本公开内容总地涉及垂直平面空间波束成形, 并且更具体地说, 本公开内容涉及用于对垂直平面中的小区间共信道干扰进行空间滤波的方法和装置, 这些方法和装置继而将提升网络频谱效率。

发明内容

[0003] 在一个实施例中, 本公开内容提供了用于对垂直平面中的小区间共信道干扰进行空间滤波的方法和装置, 这些方法和装置继而将提升网络频谱效率。例如, 在一个实施例中, 基站系统包括: 第一无源 RF 天线组件, 所述第一无源 RF 天线组件包括具有至少两个端口的波束成形网络, 用于响应于跨所述两个端口的差分相位信号或差分幅度信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束; 耦合到所述第一无源 RF 天线组件的 RF 到基带下变频级, 用于将所述差分相位信号或差分幅度加权信号处理成基带信号; 以及用于对所述基带信号执行矢量求和的接收机组合级。

[0004] 在另一个实施例中, 基站系统包括: 预编码级, 其用于将与移动终端相关联的基带数据符号映射成两个基带信号分支, 并且经由信号分支与复预编码权重的乘法对这些分支进行预编码来赋予两个信号分支之间的相位差以产生预编码信号; 用于向预编码信号分配资源的分配级; 用于将预编码信号调制成调制信号的调制级; 用于将所述调制信号上变频成 RF 信号的基带到 RF 上变频级; 以及第一无源 RF 天线组件, 其包括具有至少两个端口的波束成形网络, 用于接收所述 RF 信号, 以及用于响应于跨所述两个端口的差分相位信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束。

[0005] 在另一个实施例中, 一种方法包括: 响应于跨第一无源 RF 天线组件的波束成形网络的两个端口的差分相位信号或差分幅度信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束; 经由耦合到所述第一无源 RF 天线组件的 RF 到基带下变频级来将所述差分相位信号或差分幅度加权信号处理成基带信号; 以及经由接收机组合级来对所述基带信号执行矢量求和。

附图说明

[0006] 通过结合附图考虑下面的详细描述, 可以容易地理解本公开内容的教导, 在附图中:

图 1 描绘了可以创建具有可变倾角的波束的天线波束成形网络和天线元件的阵列; 其中, 倾角角度是跨波束成形器端口应用的相位差的函数;

图 2 描绘了可以创建具有可变倾角的波束的天线波束成形网络和天线元件的阵列; 其中, 倾角角度是跨波束成形器端口应用的幅度差的函数;

图 3 描绘了针对各个实施例假定的无线电信道多径几何结构;

图 4 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分相位,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形;

图 5 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分幅度,基于可变倾角,使用基站 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形;

图 6 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分相位,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形;

图 7 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分幅度,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形;以及

图 8 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分相位,基于可变倾角,使用连接到无源天线阵列的 4T4R 基站(仅示出了 4 个端口中的 2 个端口)的下行链路垂直波束成形。

[0007] 为了促进理解,在可能的情况下,使用了相同的附图标记指明这些附图所共有的相同的元件。

具体实施方式

[0008] 本公开内容总地涉及垂直平面空间波束成形,并且更具体地说,本公开内容涉及用于对垂直平面中的小区间共信道干扰进行空间滤波的方法和装置,这些方法和装置继而将提升网络频谱效率。

[0009] 与无线电通信系统一起使用的多天线技术包括广泛的应用和天线配置。全面讨论这些应用已经超出了本介绍的范围,但可以说,它们大致可分为三种类型的应用:分集、空间复用波束成形以及空间波束成形。

[0010] 天线分集是可以在蜂窝领域中使用的技术,并且以基站处的接收分集的形式被用在各种传统的蜂窝网络中以便为上行链路信道提供有效的分集增益。使用诸如 UMTS/HSPA+ 的技术,也可以针对下行链路信道在基站处应用发射分集。此外,配备有两个或更多个天线的移动终端(例如,蜂窝电话、智能电话、平板计算机等)还可以为上行链路传输发射分集,并且从下行链路上的接收分集受益。在通信链路中,接收分集和发射分集的组合也是可能的。分集的目的是提高抗多径衰落无线电信道的链路鲁棒性,这继而可以转换成有利于改善蜂窝网络覆盖的链路增益,或者确实转换成吞吐量/容量增益。在接收机分集的情况下,分集是通过利用发射机(Tx)天线与每个接收机天线(Rx)之间的去相关的或部分相关的多径无线电信道实现的;这同样适用于发射机分集。多径去相关可以通过使用足够的空间分离和/或利用两个或更多个天线的正交极化来实现。用于去相关的足够的空间分离是通过天线布置观察到的无线电信道的角度扩散的函数,其是无线电信道散射体相对于天线的相对位置的函数。在链路的宏蜂窝基站端(其可以远高于散射环境),足够的距离可高达 40λ 的量级,而在终端这一端处的天线之间的足够距离可以小于 $\lambda/2$;这是因为多径趋向于从所有角度到达移动终端/从移动终端到达,移动终端通常由散射体包围,而在基站天线处,去往/来自一个移动终端的射频(RF)能量趋向于在有限范围的角度内到达。

[0011] 对于接收机分集来说,对所接收的每个信号进行组合以便使诸如信噪比(SNR)的某个度量最大化。流行的组合技术是最大比组合(MRC),其中,每个信号是共相位的,并且然后根据其瞬时 SNR 加权然后相加在一起,这实际上是矢量求和过程。组合功能通常发生在下变频之后的复基带处,并且其中,针对多址通信系统中的所有活动通信链路的多个 MRC

处理可以同时运行。可以示出 MRC 作为噪声受限无线信道中的最优组合方案来工作。

[0012] 在干扰受限无线信道情况下,诸如干扰抑制组合(IRC)的其它组合方案可在基站处在上行链路中在多址蜂窝系统中使用,尤其是用于小区内干扰抑制。这种情况下,IRC 的目的是找到最大限度地抑制或者甚至从有用信号消除任何共信道小区内干扰的复权重,并且自然地假定发送该干扰的无线信道可以是已知的,这将是基站试图抑制小区内干扰的情况。可以示出 IRC 方案对噪声敏感,并且混合方案和那些基于最小均方误差(MMSE)的处理出于稳定性的原因通常用于噪声,但往往由于历史的原因,所有这些接收组合方案总称为 MRC。

[0013] 发射分集以与接收分集类似的方式来使用独立或部分独立的无线信道。对于基于时分双工(TDD)的无线电接入系统来说,针对发射分集使用从接收分集导出的相同的共相位和权重系数是可能的,假定可以以等于或大于无线信道的相干带宽的速率对该无线信道进行测量(经由导频或参考符号)。在这种情况下,发射分集被称为预编码,其中,在经由发射分集天线发送之前对信息符号进行预编码(乘以复权重来调节幅度和相位)。这通常也被称为基于预编码器的波束成形。然而,使用针对上行链路和下行链路信道使用不同 RF 频谱的频分双工(FDD)无线电接入系统,用于传输发射分集的基于预编码器的波束成形在现实中是不可能的,除非可以忍受反向链路信令中快速且巨大的开销;例如,用于上行链路向基站通知在下行链路上接收的瞬时信道,从而使得基站可以对数据进行预编码来进行传输。用于 FDD 系统的发射分集通常使用空时分组编码(STBC)或空频分组编码(SFBC)技术作为更实用的替代方法。在这里,从第一天线发送若干对连续的信息符号,并且同时,在基站处从第二天线发送这些相同但符号相反并且是复共轭的符号。在终端接收机(使用单个天线)处,终端接收两个连续的符号,其中,每个所接收的符号是所发送符号的矢量合成。假定无线信道是已知的(经由测量周期性的下行链路导频符号的终端,并且无线信道在下行链路无线信道估计间隔之间不去相关),并且发射分集方案是已知的,那么可以使用模拟的复数方程来完全恢复原始的发射符号,这实际上是所接收的符号与信道逆矩阵的乘积。

[0014] $N \times M$ 的空间复用波束成形通常被称为 $N \times M$ MIMO (多输入多输出),其意思是该技术依赖于通信链路的发送端处的 N 个多天线以及接收端处的 M 个多天线。为了表述完整,接收机分集通常被称为 SIMO(单输入多输出),而发射分集被称为 MISO(多输入单输出)。严格来说,一起操作的 MISO 和 SIMO 只是发射分集和接收分集的组合,并且也可以被称为 MIMO,但这种布置不执行空间复用。空间复用波束成形(通常只称为空间复用)的目的是:通过多个信息流或层的发送和接收来提高频谱效率,而不是信号质量或鲁棒性,每个信息流或层使用相同的频率和时间资源,但其中在空间维度中试图保持正交性。与分集类似,空间复用依靠并利用每个发射(T_x)天线和每个接收(R_x)天线之间的去相关或部分相关的多径无线信道;这种相关性一般通过无线信道复数矩阵来数学表示,以捕获所有 T_x 天线到 R_x 天线的无线信道组合。以与分集相同的方式,可以通过使用足够的空间分离和/或利用通信链路的每一端中的多个天线的正交极化来达到去相关。空间复用理论可以展示:在通信链路的每一端处有 K 个天线,并且有 K^2 个去相关的无线信道的情况下,通过重新使用相同的时间和频率资源在通信链路的 T_x 和 R_x 端之间传输单独的信息多达 K 次来提高频谱效率是可能的。考虑 2×2 的空间复用信道的一种方式是要认识到:所发送的两个信号是对彼

此造成干扰的两个信号；然后，由接收天线接收的两个信号可以进行 IRC 以抑制另一个信号，从而导致两个正交的信息流。看待该过程的另一种方法是：向接收到的信号应用复数无线电信道的逆来达到所需的信号。如前面提到 IRC 那样，即使有良好的无线电信道去相关，但如果信号遇到高电平的噪声，即不佳的 SNR，那么空间复用可能不可靠。然而，在实践中，诸如在 LTE 系统中，空间复用不是通过简单地在接收机处应用信道求逆来实现的，而是通过对用于发送的信号进行预编码并且在接收时对信号进行解码来实现的，其中，预编码和解码一起执行信道求逆功能。此预编码布置通过接收机一侧的提升的信号的隔离允许更好的性能。在不能达到完全的无线电信道矩阵去相关的情况下，经预编码的空间复用还允许经预编码的波束成形与空间复用的组合。如同上面针对发射分集所讨论的，在 FDD 系统的情况下，并且考虑下行链路信道的情况，理想的预编码将要求下行链路无线电信道的完全、快速并且持续的反馈。然而，这将要求上行链路信令方面的大量开销，并且替代地针对诸如 LTE 的系统，终端向基站报告诸如信号质量、下行链路无线电信道去相关程度的关键参数，并且然后，基站可以从用来对信息符号进行预编码的预编码矩阵的有限集合中决定要使用的预编码矩阵；并向终端通知哪个预编码矩阵正用于当前的时间间隔。这被称为基于码本的空间复用或基于码本的波束成形（即，针对空间复用的波束成形）。此外，LTE 允许终端根据已知码本建议基站要使用的预编码矩阵。该部分信道信息反馈和基于码本的预编码约束允许实用的空间复用。

[0015] 空间复用和分集依赖去相关的无线电信道，而经典的空间波束成形是利用高度相关的无线电信道的技术，其中通常布置成线性阵列的多个天线是以引导能量去往 / 来自特定的空间方向，和 / 或抑制（空间滤波）来自一个或多个其它空间方向的共信道干扰的方式共相的。注意：有时被称为经典波束成形、相干波束成形或只是波束成形的空间波束成形不同于发射分集和空间复用所使用的基于预编码器的波束成形。基于预编码器的波束成形可以被看作是发送侧波束成形的最一般的解释，其中空间波束成形是特定的子集。空间波束成形利用 Tx 天线 - Rx 天线无线电信道之间的强无线电信道相关性，并且针对宏基站处的（空间）波束成形设计的这样的天线通常分开小的距离（通常是 $\lambda/2$ ），并且通常被布置为天线的经典阵列。波束成形可以应用在通信链路的发射机端或接收机端，或甚至这两端。注意：当提到波束成形时，阵列中的天线通常被称为天线阵列的天线元件，但（天线）阵列本身也可以被认为是单个天线。设计波束成形是为了提高无线链路的质量，而不是分别如同空间复用或分集是为了直接增加信道吞吐量或鲁棒性。波束成形使得能够经由对阵列中的每个天线元件的相位和 / 或幅度控制来形成不同相关的空间辐射方向图。当用于蜂窝通信系统时，波束成形可以提供提升的 C/I 水平，其可以转换成或直接用于提升覆盖或容量。如上所述，虽然波束成形使用多个天线（天线元件），但在 SIMO、MISO 和 MIMO 分类中，它被认为是单个天线。因此，使用空间复用或具有（空间）波束成形的分集的混合组合也是可能的。

[0016] 空间复用、分集和波束成形是简单的分类或描述，以帮助理解使用多个天线的应用。如前所述，实际上，它们在最一般的意义上说都可以看作是波束成形，因为相位和幅度操纵和随后的处理是针对与每个天线相关联的每个信息符号来执行的。有时，术语波束成形用于描述所有这些多天线技术。然而，当考虑例如使用正交极化天线的空间复用或分集时，那么，熟悉的极坐标或笛卡尔坐标中的“波束”不能通过常规相关或空间上会聚的辐射方向图来真正可视化或描述。实际上，当术语波束成形用在空间复用或分集的背景下时，它

严格是指扩散无线电信道中的一般种类的基于预编码器的波束成形,并且可以切实视为在“矢量”空间中创建有用信息信号的非常局部的相关性和 / 或无用信道信号的不相关性,意思是:有用的 RF 能量在空间、时间和频率中的特定位置处是相关的,而不是像更常规的空间波束成形那样,在相对于天线某个角度或方向处相关。然而,出于本公开内容的目的,如前面的段落中所描述的,使用术语波束成形意指使用紧密耦合的天线(即,天线元件)的阵列的“经典”的空间相关波束成形,其中波束可以在角域中全面描述,即使用极坐标或笛卡尔坐标的辐射方向图可以用来全面描述波束成形。

[0017] 关于空间波束成形的主题有许多文献,但可以分为两大类:切换式波束成形和自适应波束成形。在切换式波束天线的情况下,例如,考虑操作的 Tx 模式,从 $N \times N$ 巴特勒(Butler)矩阵分配网络馈送的 N 个天线(通常被称为天线元件)的天线阵列允许经由 RF 信号到巴特勒矩阵的 N 个不同的输入端口中的一个输入端口的连接来生成 N 个不同且在空间上正交的辐射方向图(波束)中的一个。由于巴特勒矩阵是无源分配网络,因此针对 Rx 模式可以做出互反的情况。

[0018] 自适应阵列,通常也被称为智能天线阵列,依赖于每个天线(天线元件)处的独立的 RF 相位 / 幅度变化,从而允许很宽范围的可能的辐射方向图的结果。经典相关空间波束成形理论可以展示:给定 N 个天线元件,则相位 / 幅度控制的 N 个自由度是可能的,这可以用于依据角度创建 N 个空间波束和 $N-1$ 个空间零位。天线元件处的相位 / 幅度的控制可以通过使用 RF 波束成形或数字波束成形技术来获得。考虑发送模式,RF 波束成形将通常使用与每个天线元件相关联的可以改变其振幅或增益的 RF 功率放大器(PA)以及 RF 移相装置来获得。对于天线的接收来说,则需要使用与每个天线元件相关联的可变增益低噪声放大器(LNA)和移相装置。RF 波束成形技术的一个简单示例是使用可变电倾角方法的常规蜂窝基站天线;在这种情况下,可变移相器用于阵列(或通常移相器驱动的若干对元件)中的每个天线元件处,其目标在于改变主波束的垂直方向图倾角角度。然而,来自和去往基站的经调制的蜂窝 RF 信号同时携带多个嵌入的信息信号,这些信息信号在一般与不同的终端 / 用户相关联的频率、码域或空间域(如果使用空间复用)中分离,不同的终端 / 用户通常在不同空间位置中,例如蜂窝网络中的情况那样。例如在蜂窝网络中的 RF 波束成形的缺点在于:所有(要由不同终端发送或接收的)信息共享虽然自适应但相同的辐射方向图。

[0019] 然而,数字波束成形执行 RF 向基带变频或 RF 转换,然后,针对来自每个天线元件(考虑接收信道)的 RF 信号执行模数转换。该过程导致与 $N \times$ 天线元件相关联的 $N \times$ 复基带信号。通过向这些复基带信号中的每个复基带信号应用复权重,可以示出这改变了实际天线元件处的 RF 域中的相位 / 幅度。数字波束成形的优点使得不需要天线元件处的 RF 相位 / 幅度控制,而是允许使用与天线元件相关联的固定增益和固定相位延迟。此外,可以独立且并发地创建和处理基带信号的多个副本。这允许针对单独用户 / 终端的独立波束成形,单独用户 / 终端可以位于不同的空间位置,或更精确地说在蜂窝网络中不同的承载处或者去往 / 来自天线阵列的方向上。实际上,可以针对不同用户产生多个并发波束,其中,每个波束携带针对每个用户 / 终端的特定信息 / 数据。

[0020] 对于 LTE 蜂窝系统中的下行链路信道来说,发射分集、空间复用 MIMO 和空间波束成形都是可能的,并通过在所谓的预编码器中向复基带处的信息符号应用复权重来实现。正如前面所提到的,预编码器是用于描述 对与波束成形的所有典型(incarnation)相关联

的编码的基带处理的最一般的术语。针对分集和空间复用,将预编码设计为与具有低的多径无线信道相关性的天线一起使用。对于更经典的波束成形来说,将预编码器设计为与具有高的多径无线信道相关性的天线一起使用。在空间复用的情况下,预编码权重将与多径信道的衰落速率相称的速率发生变化,而在经典波束成形的情况下,预编码器权重将与已经跨小区显著移动的终端相称的慢得多的速率发生变化。最后,对于 FDD LTE 系统来说,空间复用根据基于码本的预编码,而空间波束成形可以基于非码本预编码,即,可以使用任意预编码矢量。

[0021] 在蜂窝通信系统,并且具体来说在诸如 3GPP LTE 的接入技术中,允许多种多天线配置来使用空间复用、天线分集和波束成形。例如,LTE 蜂窝应用可以使用连接到通常被称为 4T4R 基站、即假定频分双工(FDD)操作的情况下具有 4x 双工 Tx/Rx 端口的 4x 无源天线阵列。该基站可以连接到具有足够大的天线间的分离以确保 Tx 天线与 Rx 天线之间的无线电信道(分支)去相关的 4x 共极化天线;这将允许 4 分支天线分集或空间复用的多达 4 个平行的层(假设在终端处有 4 个天线)。这种配置的缺点在于:它针对基站站点处的每个扇区需要 4 个天线位置。

[0022] 实现 4 分支天线分集的一种更加实用的布置将是使用在它们之间有足够分离的两个交叉极化天线。该布置将基站站点处的每个扇区的物理天线位置的数量降低为 2 个。使用这种布置或 4x 共同极化天线布置,许多无线电信道矩阵仍然有可能可以不表现出充分的去相关,从而表现出非最优空间复用 MIMO。

[0023] 如果使用两个天线位置是被禁止的和 / 或 Tx 天线 -Rx 天线的无线电信道矩阵的去相关程度不足以维持 4 分支分集或 4 个并行的空间复用,那么 4T4R 基站可以连接到具有天线间的距离为 $\sim \lambda/2$ 的 4x 线性共极化天线,或连接到其中共极天线间的距离为 $\sim \lambda/2$ 的 2x 交叉极化阵列,并从而导致相关空间波束成形。这些配置允许在基站站点处使用虽然稍大然而单个的天线位置。可以认为后一种配置是更加有利的,因为其允许极化分集(针对 2 分支天线分集或 2x2 空间复用 MIMO 的可能性)加上相关波束成形功能,即,跨两个共极化天线。在 LTE 中,这通常被称为“双层波束成形”;这是两个空间复用的数据层,其中每一层内使用空间波束成形,并且在针对下行链路(基站传输)的 3GPP LTE 版本 9 规范中进行了规定。

[0024] 在诸如 LTE 的蜂窝系统中,空间波束成形被例举为方位面波束成形。其使用以水平并排形式布置的多个无源天线或天线阵列。每个无源天线阵列由具有固定的辐射方向图的、连接到 RF 分配网络的、在垂直平面中以 $\sim \lambda/2$ 间距对齐的多个天线元件的列组成;这里的每个无源阵列是简单的静态波束成形器,其也许仅具有在阵列的单独天线元件处施加相位延迟的可变的倾角功能(半静态)。自适应波束成形(功能)跨无源天线阵列应用,因此在方位面具有自适应波束成形,而在垂直平面具有非自适应的静态或半静态波束。无源天线阵列需要具有 $< \lambda$ 的并排分离距离,以确保空间辐射方向图波束成形在方位上的相关性。

[0025] 上述示例描述了连接到 4x 天线的 4T4R 基站,并且类似的逻辑可以应用于 2T4R 基站。在 2T4R 基站中,2x 双工 Tx/Rx 信道加上 2x 仅 Rx 的信道可用。这将允许上行链路或接收信道使用多达 4 个平行的空间复用层(假设在终端处有 4x 天线)、或 4 分支分集,或波束成形、或所讨论的组合。然而,下行链路或发送信道只能使用两个分支。与更常规的 2T2R 基站相比,使用 2T4R 基站的优点在于:只需要两个 PA,仅有两个额外的接收机的附加

成本,接收机比 PA 便宜得多。此外,经常是上行链路信道是蜂窝网络中的限制性链路,更多的时候是功率受限的,并因此,经由通过额外的接收机和处理来具有上行链路信道的额外性能增益是有利的。在低扩散无线电信道中,并且使用具有紧密间隔的交叉极阵列的单个天线位置在更常规的 1T2R 或 2T2R 基站的情况下提供 2.5-3dB 的上行链路增益,并且比被分隔 1 米的两个交叉极天线只少 1dB 的分集组合增益。使用两个紧密间隔的交叉极天线的缺点在于:蜂窝运营商要求的许多天线系统需要具有多频段能力。如上所述的紧密间隔的并排阵列布置实现了单个天线位置,但阵列拓扑结构本身不适合于还并入设计用于不同频谱频带的额外天线阵列。例如,典型的运营商可能希望在双频带天线中有低频带阵列(例如 790-960MHz)和高频带阵列(例如 1710-2170MHz)。给定频带之间近似 2:1 的比例,这可以通过具有以垂直阵列放置的双频带天线元件加上放置于该双频带天线元件之间的单个频带(只是高频带)的天线元件来实现。这是本领域中已知的常见双频带技术,由于沿阵列面的机械和电气对称性,该技术使两个频带的空间、天线波束跟踪和斜向度量最大化。如果例如在高频段处的两个并排阵列用于支持 2T4R 或 4T4R 基站,那么将 3 个并排阵列组织为高/低/高并保持性能和最小形状因子是困难的。

[0026] 基站可以使用 4 分支 MRC 处理以便在复基带处执行对四个接收分支的最优组合。MRC 是多种分集组合技术之一,在这些分集组合技术中,单独接收分支与复权重相乘以改变幅度和相位。根据定义,MRC 对与终端/特定上行链路信道相关联的接收分支进行组合和共相(在基带处执行矢量求和),其中,每个接收分支是由与该分支的 SNR 的平方根成比例的因子加权的。假定在分支之间对噪声进行了去相关。当两个交叉极天线并排时,那么每对同极化天线经历的无线电信道在基站处是几乎相同的(即,高度相关的),并且 MRC 处理可以被认为是对上行链路信道中的两个正交极化中的每个在方位上执行简单相关和自适应波束成形功能。

[0027] 此外,应该注意的是:如同之前所讨论的,分集组合(包括 MRC 实现)可以采取多种形式。就其最严格的定义来说,MRC 在噪声受限的无线电信道中执行最优组合。当共信道干扰也相关时,那么 MRC 还可以与诸如 IRC 和 MMSE 算法的干扰抑制算法相组合。对所有接收组合算法进行详细描述超出了本专利申请的范围。然而,应当仔细地注意的是:MRC 可以在接收机检测前或接收机检测后的阶段中实现。在 MRC 的检测后实现中,来自每个接收分支的相位信息丢失,因为 MRC 系统被设计为跟踪每个分支上的多径衰落信号的包络,使用其作为组合的基础,并因此 MRC 处理仅应用权重然后进行组合。在检测前 MRC 实现中,保留相位信息并因此执行共相、加权及组合,即,执行矢量求和。

[0028] 使用具有常规基站天线阵列的 4 分支接收机分集组合过程的具有极化分集的方位面中的上行链路波束成形可以通过如同所讨论的以并排布置的方式配置两个无源交叉极天线阵列来完成。然而,使用 4 分支分集组合过程以与针对垂直平面相同的方式来创建上行链路波束成形是不太可能的。可能考虑在垂直平面(其中,一个无源天线阵列放置于另一个无源天线阵列的顶上)中布置两个交叉极化无源天线阵列的情况。然而,对于蜂窝基站天线的实际分集增益来说,无源基站天线阵列可以包括多个垂直堆叠的天线元件,通常是 5-14 个元件,这取决于操作的频谱频带以及所期望的方向性和垂直的垂直方向图波束宽度。因此,使用垂直分离的两个无源阵列将导致每个无源阵列的相位中心相隔多个波长,并从而导致非相关的波束成形操作,并且从而只可以实现垂直空间分集。此外,应当理解的

是：由于较高的天线阵列具有去往 / 来自移动终端的更有利的无线电传播信道的事实，因此垂直空间分集技术总是导致两个交叉极天线阵列之间的分支失衡；分支失衡导致次优的分集组合。

[0029] 给定蜂窝网络中的小区的蜂窝细分几何形状，以及对于某些无线电接入技术来说，在所得到的网络性能优势方面，垂直波束成形可以比方位波束成形更有利。诸如 CDMA、WCDMA/UMTS/HSPA +、LTE/ 高级 LTE、WiMax 以及甚至使用积极分数频率 (fractional frequency) 跳变的 GSM/GPRS/EDGE 的许多蜂窝接入技术，可以在相同小区站点的扇区之间以及小区站点之间使用积极的频谱重用。应当注意的是：使用了导致 1:1 重用因子的完全频谱重用，并且可以认为网络是干扰受限的而不是噪声受限的。给定蜂窝网络的小区细分几何形状，在方位面和垂直平面中，宏蜂窝网络中的共信道小区间站点干扰将倾向于一致地来自围绕水平线的较窄范围的仰角，假定蜂窝网络操作在合理平面中。对于诸如 WCDMA 的系统来说，可以认为干扰来自小区内干扰和小区间干扰二者，前者是信道扩散的函数。然而，在基于 LTE 和 GSM 的系统中，可以示出干扰主要是小区间干扰。此外，对于 LTE 和 GSM 系统来说，方位面中的共信道上行链路干扰作为方位的函数可以更加可变得多，其取决于相邻小区站点和各个被服务的移动终端相对于基站被定位的位置。当使用如上所述并排布置的两个交叉极无源天线阵列连同 4 分支接收组合过程时，那么其在每个正交极化上基本上具有两个自适应波束成形自由度。在两个波束成形自由度的情况下，只有在方位方向上进行波束成形，从而创建具有多达两个主瓣但仅有一个零位的方位辐射方向图。如果蜂窝网络中的共信道干扰来自多个方位方向，那么方位波束成形以这种方式来抑制干扰可能不是最优的。方位上的最优波束成形可能需要创建多个零位，这需要额外的波束成形自由度，并因此需要额外的天线阵列和更高阶的接收机分支组合过程。这变成禁止的 (由于较大的总天线阵列孔径尺寸) 和这样的实时，即大多数基站不容易配备超过 4 分支的接收组合过程。

[0030] 根据垂直对齐的天线阵列在垂直平面中实现朝向每个终端的自适应波束成形或自适应倾角功能的一种手段是使用完全有源天线。在有源天线中，有可能针对阵列中的每个天线元件处的每个活动用户 (上行链路和 / 或下行链路)，具有在复基带处对相位和幅度的控制。这在每个天线元件处当然需要 PA、LNA、双工器布置、上 / 下变频。对于蜂窝基站天线的实际分集增益来说，这可以包括多个元件，通常是 5-14 个元件，这取决于操作的频谱频带以及所期望的方向性和所得到的垂直的垂直方向图波束宽度。有源阵列的缺点在于：多个有源电子元件必须与高阶分支接收组合 (上行链路波束成形) 算法一起使用来赋予所需的波束成形。然而，使用高阶波束成形的有源天线可以非常适于高扩散的无线电信道，在高扩散的无线电信道中，多径分量到达的角度可以扩展到很宽范围的角度，诸如可以是微蜂窝环境的典型的情况，在微蜂窝环境中多径散射体相对靠近并围绕 (就方位和垂直方向来说) 天线。

[0031] 基站天线阵列布置可以包括适合用于蜂窝通信网络中的天线分配网络的使用。分配网络可以驱动 (在发送模式中) 多个天线元件或者被多个天线元件驱动 (在接收模式中)，这些天线元件在适于蜂窝应用的垂直平面中形成相关的主波束；该分配网络或矢量网络组合器被馈送 (发送) / 馈送 (接收) 来自 / 去往差分相位信号输入 / 输出，其中，主波束垂直辐射方向图倾角的角度是差分信号的相位差的函数。

[0032] 基站天线阵列布置还可以使用用于蜂窝通信网络的巴特勒矩阵。分配网络(巴特勒网络)可以驱动(在发送模式中)多个天线元件,这些天线元件在适于蜂窝应用的垂直平面中形成主波束辐射方向图;从信号对向该分配网络进行馈送(发送),该信号对是连接到4x4巴特勒网络的两个端口的差分或互补功率信号,如果隔离驱动,那么该4x4巴特勒网络将形成正交空间波束。此外,可以通过连接到互补功率输入对的简单的混合组合器的使用实现相位到功率的转换,并因此响应于混合组合器的输入信号的相位差实现主波束可变倾角操作。

[0033] 类似地,还可以通过连接到天线分配网络的差分相位输入端口的混合组合器的使用来实现相位到功率的转换操作,以便根据至混合组合器的功率比信号输入来在垂直(倾角)方向上改变主波束。

[0034] 在一个实施例中,本发明的目的是:使用连接到简单的基站MRC的完全无源天线阵列或用于上行链路信道的类似的接收组合过程,以“每终端或每用户的分辨率”,在垂直平面中提供自适应空间相关波束成形功能。本发明还公开了:用于使用简单的2分支(2自由度)波束成形算法来提供自适应垂直空间波束成形的与下行链路信道一起使用的相同布置,所述算法适应两个分支之间的相位差或功率差。

[0035] 具体来说,本发明公开了使用无源分配网络的无源天线阵列的使用,该无源分配网络被设计为:根据至天线分配网络(发送模式)的输入端口处或来自天线分配网络的输出端(当考虑接收模式时)的差分功率(功率比)和/或差分相位来改变主波束辐射垂直方向图(倾角)。

[0036] 通过将这样的天线分配网络或天线波束成形网络方案连接到使用4分支接收分集组合(诸如4分支MRC)或一般4分支接收波束成形器算法的基站,有可能针对两个正交极化的天线阵列实现每用户或每终端上行链路波束成形或倾斜操作。本发明的一个实施例描绘了连接到交叉极天线阵列的4分支基站接收机,其中,每个天线阵列使用差分相位(或功率)处理方法。是否使用能够响应于差分相位或功率而可变的倾角的天线系统的选择可以取决于该基站中使用何种具体的上行链路分集组合、上行链路波束成形算法和下行链路波束成形算法(如果有的话)。如果像2T4R或4T4R基站的情况那样,4分支接收分集方案可用,那么可以使用任一种天线波束成形网络方法(相位或功率处理),因为MRC将能够在复基带处针对每个活动上行链路信道处理相位和幅度,所述2T4R或4T4R基站的情况使用检测前的MRC实现以然后使能上行链路波束成形。另一方面,如果使用了检测后MRC,并且因此MRC方案设计用于包络跟踪,并且因此相位信息在MRC组合之前丢失,那么基于处理差分功率的天线波束成形网络可能更合适。

[0037] 在一个实施例中,接收机处的组合过程可以采取诸如流行的MRC处理的多种形式。该组合过程有效地执行复基带处(即,在下变频和从RF解调之后)的接收信号(分支)的矢量求和;矢量求和是以这样的方式执行的:根据瞬时信号质量或信号强度对每个接收信号进行加权,并且还对每个经复加权的接收信号分支施加相位延迟(共相动作),从而使得可以实现相关组合。以已知的周期间隔来发送来自发射机的已知参考信号;这允许接收机执行无线电“信道估计”,针对该信道估计可以获得信号强度、接收信号的信号质量测量,其包括接收信号之间的相位差的测量,这继而用于确定在组合过程中所需的复权重。通过使用复基带接收信号的多个副本并且如上所述针对每个活动独立的移动终端到基站的无

线电上行链路进行独立的处理,该接收组合过程可以应用于基站处的多个并且同时的无线电链路。

[0038] 对于下行链路垂直空间波束成形来说,与生成信息信号之间的功率差相比,预期生成随后被功率放大的信息信号之间的差分相位可能是更合适的布置。因此,可以响应于差分相位来改变倾角的天线波束成形器分配网络方法是优选的。使用差分相位的下行链路波束成形可能更有利的原因仅在于下述事实:即差分功率方案可能需要可用功率的大摆幅,并在极限中(假定所有的信息信号向一个倾角角度进行波束成形)从一个 PA 要求全功率而从另一个 PA 不要求功率;这显然需要较大功率的 PA 或 PA 的上升空间(headroom)。此外,在本发明中还预计相位和功率处理方法作为垂直波束成形的基础也用于不同的双工链路,例如,用于上行链路垂直波束成形的差分功率方法以及用于下行链路波束成形的差分相位。例如,本发明的另一个实施例使用 Tx/Rx 线路和仅 Rx 的线路(例如,来自 2T4R 基站的四条线路中的两条),并且将这些线路连接到 180° 混合组合器的两个输入;然后 180° 混合组合器的两个输出连接到驱动天线元件的阵列的天线系统,其中,垂直方向图倾角角度是相位差的函数。在该特定实施例中,经由混合组合器使用以相等的功率和相位对单个 Tx 线路进行分路,并因此驱动天线波束成形器网络以某个下行链路倾角角度创建垂直方向上的定向辐射波束。可变 RF 移相器也可以插到混合组合器的输出中的一个输出上,并且在连接到天线波束成形网络的两个端口中的一个端口之前,以便使能可变下行链路倾角功能。现在考虑该实施例的接收侧,差分相位天线波束成形器将在上行链路上从终端接收信息,并且该上行链路接收信号将作为具有差分相位的一对信号出现在波束成形网络的端口处,这取决于阵列上的到达入射角度。当这些接收信号通过接收模式中的 180° 混合组合器时,上行链路接收信号中的任何相位差都被转换成互补功率差,然后互补功率差可以由基站使用检测前或检测后 MRC 分集组合或类似方案处理。

[0039] 取决于基站能够针对上行链路和下行链路信道上携带的信息信号处理相位差还是功率差描绘了各个实施例。本发明的动机在于利用这样的事实:小区中的用户倾向于占据从小区站点(小区中心)直到小区边界的不同的距离;通过能够对每个活动终端处/来自每个活动终端的空间垂直方向图进行定向,从而这降低了终端需要向基站进行回程通信所需的上行链路功率。上行链路功率的降低意味着降低了小区间共信道干扰,这继而允许改善跨蜂窝网络的 C/I 几何形状。此外,例如,LTE 网络中的小区间共信道干扰倾向于从周围较窄范围的仰角到达(考虑上行链路信道),或者仅在水平线以下。由于使用本发明创建了每终端动作的倾角,借助于垂直方向图相对于更常规的静态垂直方向图平均来说是向下倾斜的,因此被定向为去往/来自特定用户的垂直方向图也接收较小的小区间干扰。在极端的情况下,也许基站使用基于最小 C/I 的接收机组合算法(诸如具有 4 分支的 IRC 或 MMSE)可能导致垂直辐射方向图的第一上零位有效地定向朝向一个或多个相邻小区以便使 C/I 统计最大化。给定宏小区站点中的垂直集合形状,在宏小区站点中,通常来自一个承载(水平线附近的)的共信道干扰起主导作用,并且有用上行链路信号在另一个承载处(考虑每终端的情况),然后,仅具有 2 个自由度的天线阵列波束成形器可以是足够的,即,波束成形器仅针对两个输入具有对相位和/或幅度的控制,因此仅能够控制 N-1 个零位(即,1 个零位)的承载。这实现了在垂直平面中对小区间干扰的空间滤波(在角空间中)。

[0040] 可以考虑本发明的另一个观点是上行链路中的角度分集或方向图分集。考虑 4x4

巴特勒矩阵网络,其中 $4 \times$ 输出连接到在垂直平面中布置为列的元件对中的 $8 \times$ 天线元件。巴特勒矩阵的 4 个输入中的两个端接(terminated),而巴特勒矩阵的其余两个输入端口与相邻正交波束相关联。如果功率施加于一个非端接的端口并且没有功率施加于另一个非端接的端口,那么在垂直方向上的特定方向上生成波束;如果功率被交换,那么在不同的方向上生成正交波束;如果功率在两个端口之间改变,则产生不同垂直倾角(方向)的合成波束。同样地,在上行链路信道的接收模式中,将发生互反的情况;如果平面波入射到阵列上,那么功率从巴特勒矩阵的两个端口出现,并且作为取决于入射角的功率比出现。巴特勒矩阵的优点在于:两个正交的波束可以以来自相同物理阵列的全阵列长度增益共存也可以彼此隔离。当混合组合器直接连接到波束成形器端口以便将相位差分转换成功率差分时,可以针对基于差分相位信号的矢量组合的天线波束成形方法构建类似的变元(argument)。通过考虑垂直平面中的这两个正交波束为具有 MRC 处理的接收分集路径,然后因为 MRC 处理在接收求和之前应用不同的复权重,那么这实际上可以被看作是带有具有一个强零位和一个定向波束的垂直方向图属性的自适应上行链路倾角动作(在两个正交波束之间倾斜)。完全可以预料的是:在小区中心附近可以有高密度业务的小区可以发现从本发明中收益最多。在这种情况下,可以想像业务的大部分主要在经由具有最大倾角(以及垂直平面中对相邻小区的最大调零或抑制)的正交波束进行通信。

[0041] 本发明还可能在宏蜂窝环境中最合适,在宏蜂窝环境中,基站天线的高度总地大于周围的屋顶或多径散射体。如同之前所阐述的,宏小区站点倾向于经历低角度多径扩散或垂直方向上的角度扩展。假定在终端周围保持类似的散射量或环境,那么还预期垂直方向上的角度扩散随着与小区中心的距离的增加而减小。在极限情况下,预期以视界角或接近视界角到达的多径的角度扩散相对较窄;这可能由来自相邻或遥远小区的任意共信道干扰所支配。围绕这些角度的垂直方向图零位的存在有利于压制这样的小区干扰。

[0042] 虽然上面的描述集中在用于蜂窝通信系统中的上行链路信道的自适应天线波束成形,但当来自基站的 $4 \times$ 发送端口可用时,通常被称为 $4 \times \text{Tx/Rx}$ 或 $4\text{T}4\text{R}$,针对下行链路信道上的自适应空间波束成形也可以产生类似的益处和变元。诸如 HSPA+ 和 LTE 的蜂窝接入技术可以支持来自 $4\text{T}4\text{R}$ 基站的各种天线配置。例如,连接到 $4\text{T}4\text{R}$ 基站的两个紧密间隔的交叉极天线可以提供方位方向上的上行链路和下行链路自适应波束成形加上针对上行链路的 2 路(去相关的)接收机分集,以及针对下行链路的 2 路发射分集或 2×2 空间复用。

[0043] 本发明的实施例考虑移动终端 T1,其将位于地面附近,并且通常由无线电信道中的本地散射体包围,移动终端 T1 经由天线组件(100)经由至基站的上行链路通信信道来通信。假定基站天线充分高于当地建筑物,并因此高于散射环境,并从而我们可以假定来自 T1 的 RF 信号经由散射到达基站天线(100),其对着相对窄范围的仰角,并且我们假定该角度扩散通常类似于或小于天线阵列的垂直波束宽度。在图 3 中示出了无线电链路的无线电信道几何形状。

[0044] 图 3 示出了垂直方向上的多径无线电信道。多径扩散存在于方位和垂直平面二者中,并且因此图 3 仅出于本讨论的目的描绘了垂直方向上的解析的多径分量。5 个主要的多径分量示出为 1-5。多径分量 1 表示直接路径,虽然不是视线分量,但其行进通过基站天线与终端之间的一个建筑物。多径分量 2 是类似的直接路径,但包括终端附近的地面反射。多径分量 3 是最强的多径分量,并且经由来自基站天线与终端之间的附近建筑物侧的反射

到达。多径分量 4 是经过最高建筑物的屋顶的衍射路径,并且多径分量 5 具有经由来自另一个建筑物的反射的最大的时间扩散,该建筑物不在基站天线与终端之间。所有这些多径分量对着基站天线的波束宽度,并因此不可能对独立的多径进行组合(垂直平面中的无线电信道均衡),因为这将保证大(长)得多并因此不实际的基站天线阵列来创建非常窄的波束以解析每个多径分量。

[0045] 可以在基站处使用已知的技术来对无线电信道中的时间扩散进行均衡,包括自适应信道均衡。对于信息带宽小于无线电信道的相关带宽、即多径延迟远小于信息符号周期的通信链路来说,认为该无线电信道是窄带的,并且所有的多径回波充裕地落入符号周期和最小的符号间干扰(ISI)结果之内;当考虑大多数无线电环境时这些接入技术可以包括 GSM 或 LTE。当多径延迟分布大于符号持续时间时,认为无线电信道是宽带的,并且于是如在诸如 CDMA 和 WCDMA/UMTS 的接入技术中所使用的,例如可以使用 RAKE 接收机架构来对无线电信道进行均衡。

[0046] 应该注意的是:下面公开基站系统的各个实施例。在描述基站系统的各个级或模块中,也将对信号处理的各种方法进行描述。因此,这些各种方法的步骤将根据图 4-8 进行描述。因此,这些方法的步骤由作为这些方法的流程图的图 4-8 支持。应该注意的是:虽然仅示出了 2T4R 基站,但 4T4R 基站基于与上面讨论的类似的架构,并且也可以实现,例如,其中存在第二平行基站端口连接布置用于到第二天线组件的连接,第二天线组件可以具有与第一天线组件的正交极化,以及其中接收机分集组合过程具有四个分支(或者甚至大于 4 个分支)而不是两个分支。

[0047] 4.1 实施例 1:

图 4 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分相位,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形。在图 4 中描绘了本发明的第一实施例,第一实施例基于设计用于处理波束成形网络端口(VA 和 VB)处的差分相位信号的自适应波束成形网络(40)来使用天线组件。适于操作的这样的波束成形网络(40)包括基于美国专利 7,450,066、美国专利 7,400,296 或美国专利 7,420,507 的那些。来自移动终端 T1 的 RF 信号到达基站天线组件(100),并且根据图 3。该天线组件包括:具有通常隔开例如 0.7λ 和 λ 的 N 个天线元件(62_1 至 62_N)的天线阵列。每个天线元件可以连接到如所示(64_1 至 64_N)的移相器,或者实际上(虽然未示出)若干组天线元件可以连接到移相器。移相器(64_1 至 64_N)的目的是为自适应波束成形范围的中值波束倾角角度四处移动提供便利。波束成形范围是可以在跨 VA 和 VB 端口的一定范围的相位差上产生的相关波束的范围,其中,波束保持诸如方向性、增益、垂直波束宽度、旁瓣水平等的一些最小规定。这示出为波束 10A (最小倾角角度)、10C (最大倾角角度)和 10B (中间倾角角度)。假定上行链路信道,经由波束成形网络(40)来处理到达天线阵列的 RF 能量,其导致波束成形网络的端口 VA 和 VB 处的信号。与 VA 和 VB 处的终端 T1 相关联的信号将基本上具有相等的幅度,但是之间将具有相位差;假定到达角度落在波束成形网络的有效波束成形范围之内,相位差是到达仰角的函数。VA 和 VB 处的信号分别连接到双工滤波器 47A 和 47B,双工滤波器 47A 和 47B 设计用于针对天线阵列调整下行链路信号,这将随后在本实施例中讨论。宽泛地说,该方法响应于跨第一无源 RF 天线组件的波束成形网络的两个端口的差分相位信号或差分幅度信号来创建具有可变垂直平面波束倾角的空间相关的主波束。

[0048] 仅考虑来自 VA 和 VB 的上行链路信号,这些信号基本直接传送到基站;基站的第一处理级是 RF 到基带下变频级(20)。图 4 为了本实施例的目的描绘了 RF 到基带处理级的简要示意图,但应该指出的是这样的处理级可以采取许多其它的形式。两个差分相位上行链路信号下变频到数字复基带;信号 VA 作为 b_{1_1} 出现在复基带处,而信号 VB 作为 b_{2_1} 出现在复基带处。例如,复基带信号 b_{1_1} 将包括实部和虚部基带信号分量。宽泛地说,该方法经由耦合到第一无源 RF 天线组件的 RF 到基带下变频级来将差分相位信号或差分幅度加权信号处理成基带信号。请注意:为了清晰起见,图 4 没有用单独的实部信号和虚部信号描绘复基带信号,而代之以示出为单个复信号线。可以示出:根据之前讨论的数字波束成形理论,VA 与 VB 端口之间的 RF 相位差将作为 b_{1_1} 与 b_{1_2} 之间的基带相移出现。然后,这两个复基带信号由最大比合并(MRC)级或其它类似的接收组合处理(12_1)级进行处理。宽泛地说,该方法经由接收机组合级来对基带信号执行矢量求和。MRC 处理(例如,在数字信号处理器(DSP)或者仅在硬件处理器中实现的算法)的目的将是以相关的方式对这两个基带信号 b_{1_1} 和 b_{1_2} 进行组合,以便使信号质量最大化。MRC 处理能够将每个复基带信号与复权重相乘,因此信号 b_{1_1} 与 w_{1_1} 相乘而信号 b_{1_2} 与 w_{1_2} 相乘,并且然后执行对经加权的复基带信号的复数求和。在理想情况下,MRC 处理将在求和之前使这两个复基带信号基本共相;这将通过将复基带信号中的一个乘以复权重来实现,该复权重的值具有与这两个复基带信号之间的相位差相等和相反的相位差。来自 MRC 处理(12_1)的输出导致最优组合的复基带信号 O_1 ,该信号被传输到基站内的较高的抽象层以供进行进一步处理以便提取信息。

[0049] 基站显然需要同时进行去往和来自多个移动终端的通信,并为此,图 4 描绘了针对 k 个上行链路信道(12_1 到 12_k)的多个逻辑上独立的 MRC 处理,以产生多个输出(O_1 到 O_k)供在基站内进行较高层处理。与不同的终端相关联的每个上行链路信道可以同时与基站进行通信。针对不同的无线电接入方案使用不同的下变频和 MRC 架构。例如,在使用时分多址(TDMA)的 GSM 中,那么只需要仅单个 MRC 处理,在每个时隙改变其复权重以处理不同的上行链路用户。在使用码分多址(CDMA)的 WCDMA/UMTS 中,那么在下变频之后出现的复基带信号可以被复制多次,并且然后每个副本复数乘以信道化码来提取与不同的终端相关联的特定数据,并然后,使用多个独立并发的 MRC 处理,针对每个终端有一个 MRC 处理。在使用频分多址(FDMA)的 LTE 中,可能需要分两个阶段来执行下变频;第一阶段向下解析到例如 10MHz 的信道,然后第二下变频解析 10MHz 信道内的单独 FDMA 信道,或使用 FFT 处理技术。本发明的范围并不规定任何特定的下变频技术或接收分支组合技术,而是描绘在逻辑上将具有与不同的终端相关联的独立的信息的提取下变频到复基带水平。

[0050] VA 和 VB 处的 RF 信号,以及相应的下变频复基带信号 b_{1_1} 和 b_{1_2} 预期是高度相关的,因为当移动终端到处移动时它们将在时间上一起衰落,因此,预期复权重变化非常缓慢,并且可能仅响应于移动终端在其环境周围移动而变化,从而其 RF 能量以不同的角度到达,例如,移动终端离开小区中心向小区边缘径向移动。上面描述了本发明的范围,其中,MRC 处理用于执行信号对的共相,该信号对的相位差是垂直方向上的到达角度的函数。

[0051] 图 4 描绘了通用的 M 分支的 MRC 处理。在实践中,这可以是 4 分支的 MRC 处理,对于该 MRC 处理来说,其余的两个分支可以连接到相同的天线,以及例如用于正交极化天线阵列的下变频布置。为了清楚起见,这没有示出。第二天线阵列设计用于创建第一天线阵列的去相关,并从而提供常规的接收分集。在本质上,具有 4 分支 MRC 处理的图 4 将描绘常

规的 2 路去相关分集组合加上自适应垂直波束成形(倾斜)。

[0052] 在图 4 中将下行链路信道仅示为单个下行链路信道,并因此假定两个天线阵列,这可以表示 2T4R 基站配置中的多达两个下行链路信道。还可以从相同的天线组件发送下行链路信号。在图 4 中,将下行链路信号双工到基站与天线组件之间的馈线中的一条馈线上,并且在天线组件处,使用双工滤波器 43 来对双工信号进行去双工,由此,独立于上行链路信道对下行链路信号进行处理;分路器 44 将下行链路信号划分成两个分支,并且一个分支连接到可变移相器来创建两个下行链路信号之间的相位差,然后在连接到波束成形网络的 VA 和 VB 端口之前,在双工器滤波器 47A 和 47B 处将这两个下行链路信号与上行链路信号进行重新组合。下行链路信号将由波束成形网络根据 VA 和 VB 端口处的下行链路信号的相位差进行处理,从而导致具有可变波束倾角的相关波束。图 4 的操作将调整下行链路倾角以便将其设置为波束成形阵列的最小倾角角度,例如,假设这是 2° 的倾角。上行链路“每终端”自适应波束成形范围(因为 MRC 处理所以自适应)可以针对范围从 2° 到例如 8° 的独立的上行链路信道来产生相关波束。在这种情况下,我们确保最小小区间上行链路干扰发生在小区站点之间。然而,另一个操作可能将下行链路倾角设置为例如 5° 的倾角(在波束成形网络的波束成形范围的中间)。在这种情况下,上行链路自适应波束成形范围仍然为 2° 到 8° ,并从而允许上行链路信道在小区边缘处实现提升的链路预算。如果需要不同的波束成形范围,那么移相器(64_1 - 64_{1N})允许通过跨天线的阵列面施加体相(bulk phase)斜率来移动波束成形范围。例如,将有可能创建 5° 到 11° 的波束成形范围。

[0053] 4.2 实施例 2:

图 5 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分幅度,基于可变倾角,使用基站 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形。在图 5 中示出了本发明的第二实施例,并且第二实施例与第一实施例几乎相同,但是第二实施例基于设计用于处理波束成形网络端口(VA 和 VB)处的差分幅度信号的自适应波束成形网络(50)来使用天线组件。适于操作的这样的波束成形网络(50)包括基于美国专利 6,864,837B 的波束成形网络。假定上行链路信道,经由波束成形网络(50)来处理到达天线阵列的 RF 能量,其导致波束成形网络的端口 VA 和 VB 处的信号。与 VA 和 VB 处的终端 T_1 相关联的信号将基本上具有相等的相位,但是将具有幅度差;假定到达角度落在波束成形网络的有效波束成形范围之内,相位差是到达仰角的函数。VA 和 VB 处的信号分别连接到双工滤波器 47A 和 47B,双工滤波器 47A 和 47B 设计用于针对天线阵列调整下行链路信号,这将随后在本实施例中讨论。

[0054] 仅考虑来自 VA 和 VB 的上行链路信号,这些信号基本直接传送到基站;基站的第一处理级是 RF 到基带下变频级(20),并且与已经针对第一实施例描述的类似。两个差分幅度上行链路信号下变频到数字复基带;信号 VA 作为 b_{1_1} 出现在复基带处,而信号 VB 作为 b_{1_2} 出现在复基带处。例如,复基带信号 b_{1_1} 将包括实部和虚部基带信号分量。可以示出:根据之前讨论的数字波束成形理论,VA 与 VB 端口之间的 RF 幅度差将作为 b_{1_1} 与 b_{1_2} 之间的基带幅度差出现。然后,这两个复基带信号由最大比合并(MRC)或其它类似的接收组合处理(121)进行处理。MRC 处理(例如,在 DSP 中部署的算法)的目的将是使信号质量最大化的方式对这两个基带信号 b_{1_1} 和 b_{1_2} 进行组合。MRC 处理能够将每个复基带信号与复权重相乘,因此信号 b_{1_1} 与 w_{1_1} 相乘而信号 b_{1_2} 与 w_{1_2} 相乘,并且然后执行对经加权的复基带信号的复数求和。在理想情况下,MRC 处理将在求和之前根据每个信号的 S/N 基本上乘以每个复

基带信号。在 VA 和 VB 之间不应该有相位差,并从而在 b_{1_1} 和 b_{1_2} 之间在复基带处没有相位差,并因此共相将是不必要的。因此,该实施例可能更适合于基于检测后 MRC 架构的 MRC 处理,因为在检测后方案中相位信息将丢失。

[0055] VA 和 VB 处的 RF 信号,以及相应的下变频复基带信号 b_{1_1} 和 b_{1_2} 预期是高度相关的,因为当移动终端到处移动时它们将在时间上一同衰落,因此,预期复权重变化非常缓慢,并且可能仅响应于移动终端在其环境周围移动而变化,从而其 RF 能量以不同的角度到达,例如,移动终端离开小区中心向小区边缘径向移动。上面描述了本发明的范围,其中,简单的 MRC 处理用于执行信号对的共加权,该信号对的幅度差是垂直方向上的到达角度的函数。

[0056] 图 5 描绘了通用的 M 分支的 MRC 处理。在实践中,这可以是 4 分支的 MRC 处理,对于该 MRC 处理来说,其余的两个分支可以连接到相同的天线,以及例如用于正交极化天线阵列的下变频布置。为了清楚起见,这没有示出。第二天线阵列设计用于创建第一天线阵列的去相关,并从而提供常规的接收分集。在本质上,具有 4 分支 MRC 处理的图 5 将描绘常规的 2 路去相关分集组合加上自适应垂直波束成形(倾斜)。

[0057] 在图 5 中将下行链路信道仅示为单个下行链路信道,并因此假定两个天线阵列,这可以表示 1T4R 或 2T4R 基站配置中的多达两个下行链路信道。还可以从相同的天线组件发送下行链路信号。在图 5 中,将下行链路信号双工到基站与天线组件之间的一条馈线上,并且在天线组件处,使用双工滤波器 43 来对双工信号进行去双工,由此,独立于上行链路信道对下行链路信号进行处理;分路器(44)将下行链路信号划分成两个分支,并且一个分支连接到可变移相器(46)来创建两个下行链路信号分支之间的相位差,然后将这两个下行链路信号分支连接到 180° 混合耦合器(45)的输入端口;在连接到波束成形网络(50)的 VA 和 VB 端口之前,在双工器滤波器 47A 和 47B 处将混合耦合器(45)的输出与上行链路信号进行重新组合。混合耦合器(45)将相位差转换成互补功率差,波束成形器网络(50)可以针对互补功率差创建不同的波束(倾角)。下行链路信号将由波束成形网络根据 VA 和 VB 端口处的下行链路信号的(由移相器(46)施加的相位差创建的)幅度差进行处理,从而导致具有可变波束倾角的相关波束。图 5 的操作将调整下行链路倾角以便将其设置为波束成形阵列的最小倾角角度,例如,假设这是 2° 的倾角。上行链路“每终端”自适应波束成形范围(因为 MRC 处理所以自适应)可以针对范围从 2° 到例如 8° 的独立的上行链路信道来产生相关波束。在这种情况下,我们确保最小的小区间上行链路干扰发生在小区站点之间。然而,另一个操作可能将下行链路倾角设置为例如 5° 的倾角(在波束成形网络的波束成形范围的中间)。在这种情况下,上行链路自适应波束成形范围仍然为 2° 到 8° ,并且从而允许上行链路信道在小区边缘处实现提升的链路预算。如果需要不同的波束成形范围,那么移相器(64_1-64_N)允许通过跨天线的阵列面施加体相斜率来移动波束成形范围。例如,将有可能创建 5° 到 11° 的波束成形范围。

[0058] 4.3 实施例 3:

图 6 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分相位,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形。在图 6 中示出了本发明的第三实施例,并且第三实施例与第一实施例几乎相同,其基于设计用于处理波束成形网络端口(VA 和 VB)处的差分相位信号的自适应波束成形网络(40)来使用天线组件。适于操作的

这样的波束成形网络(40)包括基于美国专利 7,450,066、美国专利 7,400,296 或美国专利 7,420,507 的波束成形网络。第一与第三实施例之间的差别仅在于下行链路信号如何施加于波束成形网络(40)。在图 6 中,将携带下行链路和上行链路信道的基站馈线施加于 180° 混合耦合器(45)的一个输入端口。这将下行链路信号划分成混合耦合器(45)的输出端处的两个相等并且同相的功率分支。来自混合耦合器的一个输出连接到可变 RF 移相器(46)以便施加相位延迟。这导致施加于波束成形网络(40)的 VA 和 VB 端口的差分相位下行链路信号。然而,由于混合耦合器(45)的存在,该上行链路信号的处理与第一实施例稍有不同。根据第一实施例,假定上行链路信道,经由波束成形网络(40)来处理到达天线阵列的 RF 能量,其导致波束成形网络的端口 VA 和 VB 处的信号。与 VA 和 VB 处的终端 T1 相关联的信号将基本上具有相等的幅度,但是将具有相位差;假定到达角度落在波束成形网络的有效波束成形范围之内,相位差是到达仰角的函数。考虑 VA 和 VB 处的上行链路信号,VA 和 VB 经由 RF 移相器(46)连接到混合耦合器(45)端口 452 和 454,RF 移相器(46)将把端口 452 和 454 处的信号之间的相位差转换成端口 451 和 453 处的作为互补功率差的信号对,该功率差是相位差的函数。因此,基站 RF 到基带下变频和 MRC 处理根据第二实施例将上行链路信号作为互补或差分幅度对来对待。通过将端口 VA 和 VB 处的差分相位上行链路信号转换成上行链路信号的差分幅度,MRC 处理可以基于检测前或检测后实现。与第一实施例相比,本实施例的另一个优点在于:可以移除由简单的混合耦合器代替的双工滤波器。

[0059] 4.4 实施例 4:

图 7 描绘了响应于跨 VA & VB 端口的差分幅度,基于可变倾角,使用 2T4R 基站与 MRC 接收组合过程与无源天线阵列的上行链路垂直波束成形。在图 7 中示出了本发明的第四实施例,并且第四实施例与第二实施例几乎相同,其基于设计用于处理波束成形网络端口(VA 和 VB)处的差分幅度信号的自适应波束成形网络(50)来使用天线组件。适于操作的这样的波束成形网络(50)包括基于美国专利 6,864,837B 的波束成形网络。第二与第四实施例之间的差别仅在于下行链路信号如何施加于波束成形网络(50)。在图 7 中,将携带下行链路和上行链路信道的基站馈线直接施加于波束成形网络的一个端口,在该情况中是端口 VA。

[0060] 在该第四实施例中,整个下行链路信号施加于端口 VA 而没有下行链路功率施加于端口 VB。这导致了最小倾角的固定下行链路波束或产生波束 10A 来携带下行链路信道的波束成形范围。与第二实施例完全一样地对上行链路信道进行处理,其中来自终端的上行链路信号导致直接连接到基站的端口 VA 和 VB 处的差分功率下变频到复基带,并且在 MRC 接收机组合过程中被处理。同样,该实施例的优点在于也可以使用检测后 MRC 方案,因为仅使用检测后 MRC 方案处理幅度差(不是相位差)。该第四实施例的关键优点在于:其不需要任何双工滤波器或额外的混合耦合器,但缺点是:下行链路信道不能在波束成形倾角范围的范围内变化。

[0061] 然而,使用混合耦合器、RF 移相器、双工滤波器等的构建块得到许多其它的实施例以达到类似的布置是可能的。例如,图 7 中的示意图可以包括应用于基站与波束成形网络之间(类似于实施例 3 中示出的)的混合耦合器和移相器。在这种情况下,改变下行链路波束倾角将是可能的,但将需要检测前 MRC 来影响上行链路信道波束成形。此外,上面的实施例假定了接入技术是基于频分双工(FDD)的。对本领域技术人员来说,本发明也可以应用于时分双工(TDD)系统从而达到许多可能的配置在本发明的范围之内。

[0062] 4.5 实施例 5:

图 8: 响应于跨 VA & VB 端口的差分相位, 基于可变倾角, 使用连接到无源天线阵列的 4T4R 基站 (仅示出了 4 个端口中的 2 个端口) 的下行链路垂直波束成形。在图 8 中示出了本发明的第五并且是最后的实施例。该实施例基于设计用于处理波束成形网络端口 (VA 和 VB) 处的差分相位信号的自适应波束成形网络 (40) 来使用天线组件。适于操作的这样的波束成形网络 (40) 包括基于美国专利 7, 450, 066、美国专利 7, 400, 296 或美国专利 7, 420, 507 的那些。然而, 该实施例包括垂直平面中的上行链路和下行链路信道自适应波束成形二者。为了清楚起见, 我们不示出或描述上行链路波束成形过程, 因为其可以被认为与已经针对实施例 1 和 3 描述的内容相同或相似。在图 8 中, 我们示出了针对 LTE 基站的下行链路信道处理级。当考虑下行链路波束成形时, LTE 基站可能比 GSM 或 UMTS 基站更合适, 因为 3GPP LTE 规范包括用户专用的下行链路参考 / 导频符号, 其也可以通过波束成形过程应用, 并且因此对于用户终端用来进行精确的无线信道估计和均衡。此外, 3GPP LTE 版本 9 规范包括多个层上的用户专用的导频符号, 用于允许具有自适应相关波束成形的示例 2x2 空间复用 MIMO 和 2 分支发射分集; LTE 规范的后来的版本承诺了额外的空间复用层和更高阶的 Tx 分集将与相关自适应波束成形组合。

[0063] 图 8 描绘了基于波束成形网络端口的差分相位处理连接到天线阵列 (40) 的、操作在 FDD 操作中的 3GPP LTE 版本 9 基站的下行链路信道处理的高级视图。在 LTE 中, 有多种多天线技术、配置和传输模式, 其中的一些在介绍部分中进行了讨论, 包括空间复用 MIMO、发射分集和空间波束成形。图 8 中示出的实例是表示 LTE 中的主数据信道上携带的数据的两条输入线路或码字 (I_{1a} 和 I_{1b}), 从 LTE 协议的较高的抽象层得到的物理下行链路共享信道 (PDSCH) 映射到一个终端 (T_1)。每个码字由加扰 (对数据进行随机化) 和符号调制 (例如, 取决于由上行链路上的终端 T_1 报告回的瞬时下行链路信道条件而应用的 QPSK、16QAM 或 64QAM 调制——未示出) 的过程来处理。然后, 通过层映射级对经加扰和调制的码字进行处理, 并且示出经处理 (经加扰和经符号调制) 的码字 1_{1a} 被映射到两个层; 相同的映射应用于码字 1_{1b} 的处理。在该实施例中, 将每个经处理的码字划分成两层, 然后通过应用复权重对这两层进行预编码; p_{1_1} 和 p_{2_2} 是应用于经处理的码字 1_{1a} 的两个分支中的每个分支的复权重, 这从而导致复基带信号 c_{1_1} 和 c_{2_1} ; 类似地, p_{3_1} 和 p_{4_1} 是应用于经处理的码字 1_{1b} 的两个分支中的每个分支的复权重, 从而导致 c_{3_1} 和 c_{4_1} 。在这种情况下, 预编码级被设计为通过权重矢量的应用来实现针对每个经处理的码字的自适应相关 2 分支发射波束成形, 以及针对每个经处理的码字的独立的波束成形。然后在业务管理调度算法 (未示出) 的控制下, 将所得到的与每个码字相关联的两个经预编码的信号映射到 LTE 物理资源, 例如频率和时间资源 (宽泛地说, 分配级), 并且随后映射到 OFDM 调制 (宽泛地说, 用于将经预编码的信号调制成经调制的信号的调制级), 并且其继而从复 OFDM 调制的基带上变频到 RF, 并且最终进行适合于传输的功率放大 (80) (宽泛地说, 基带到 RF 的上变频级将经调制的信号上变频成 RF 信号)。然后, 将这两个与码字 1_{1a} 相关联的经功率放大的 RF 信号连接到天线波束成形网络 (40) 的两个端口 (VA 和 VB), 天线波束成形网络 (40) 继而驱动天线元件 (62_1 - 62_N) 的阵列。在该实施例中, 针对 PDSCH 上携带的终端 T_1 的下行链路数据的自适应垂直平面空间波束成形通过向相位施加复基带信号 c_{1_1} 和 c_{2_1} 之间的差来实现。所得到的垂直波束倾角是相移的函数, 并且通过预编码级来实现。在图 8 中, 针对与一个终端 T_1 相关联的数据示出

了 PDSCH 的下行链路加扰、调制、预编码和 OFDM 复用处理；该处理总地示为在 72_1 之内（宽泛地描述为预编码级）。宽泛地说，预编码级用于将与移动终端相关联的基带数据符号映射成两个基带信号分支，并且经由这些信号分支与复预编码权重的乘法对这些分支进行预编码来赋予两个信号分支之间的相位差以产生预编码信号。然而，由于 LTE 是多址系统，因此将有与和针对 k 个平行处理被标记为 72_2 到 72_k 的其它终端相关联的 PDSCH 数据相关联的多个并发的类似的加扰、调制、预编码和 OFDM 复用过程。这些其它数据信道将在下行链路业务调度算法的控制下映射到不同的 OFDM 子音调。可以对与其它终端相关联的不同且独立的数据独立地进行预编码，并且因此导致垂直平面中的独立波束。诸如包括小区广播信道的公共物理信道的非 PDSCH 信道设计为跨整个小区进行发送，并且因此不需要（并且没有被自适应波束成形）经过预编码级。替代地，可以跨具有固定相移或半静态相移的两条传输线对这些非自适应波束成形的数据信道进行划分，从而经由天线组件导致固定 / 静态的波束倾角；公共信道的相移当然可以周期性地变化以便有效地提供常规可变电倾角功能。

[0064] 为了清楚起见，没有示出与 PDSCH 码字 1_{1b} 相关联的信号的处理的最终级，但是将经历进入第二天线波束成形网络的类似处理，例如，这可以与具有和第一天线阵列（ 62_1 - 62_N ）正交极化的天线阵列相关联。

[0065] 预期预编码矢量变化非常缓慢，因为意图是关注朝向下行链路信道的终端 T_1 的相关波束（倾角），并且预期预编码矢量将响应于终端 T_1 通过其无线信道和环境的行进的显著运动而发生变化。

[0066] 然而，使用前述实施例的构建块得到许多其它的实施例以达到用于实现下行链路信道垂直平面空间波束成形的类似的布置将是可能的。例如，图 8 中的原理图可以使用 RF 天线组件，其使用设计为响应于其端口处的差分幅度（而不是差分相位）来改变波束倾角的波束成形网络，其中，在这种情况下，LTE 下行链路预编码级将需要向将创建差分幅度的信息符号应用复权重，以便实现垂直方向上的可变波束倾角。此外，在图 8 中，混合耦合器和移相器可以应用于基站和波束成形网络（40）端口之间（即，类似于实施例 3 中所讨论的）；在这种情况下，诸如广播信道的公共信道可以仅存在于一条来自基站的 Tx/Rx 线路上；混合组合器和移相器执行分路和移相功能，从而使得广播信道信息可以跨 VA 和 VB 端口应用并且为公共信道提供特定的波束倾角。在这种情况下，将在垂直方向上对信息进行自适应波束成形，例如，将需要对 PDSCH 上携带的数据进行预编码以便创建差分幅度，差分幅度将被转换成混合组合器的输出处的差分相位，以便能够自适应地改变波束倾角。此外，上面的实施例假定了接入技术是基于频分双工（FDD）的。对本领域技术人员来说，本发明的范围也可以应用于时分双工（TDD）系统，从而也达到许多可能的配置。

[0067] 应当指出的是，本发明的各个级可以经由硬件处理器和非临时性存储器（宽泛来说计算机可读介质）来实现。例如，硬件系统（未示出）可以包括用于执行如上所述的各种功能的处理器元件（例如，CPU）以及存储器。

[0068] 应当指出的是，本公开内容可以在软件中和 / 或在软件和硬件的组合中实现，例如，使用专用集成电路（ASIC）、通用计算机或任何其它硬件等同物，例如，关于上面所讨论的一种或多种方法的计算机可读指令可以用于配置硬件处理器来执行上面公开的方法的步骤、功能、阶段和 / 或操作。

[0069] 虽然已在上面描述了各个实施例，但应理解的是，这些实施例是仅通过举例而非

限制的方式呈现的。因此,优选实施例的广度和范围不应受上述示例性实施例中的任何一个实施例限制,而是应当仅根据所附权利要求及其等同物来限定。

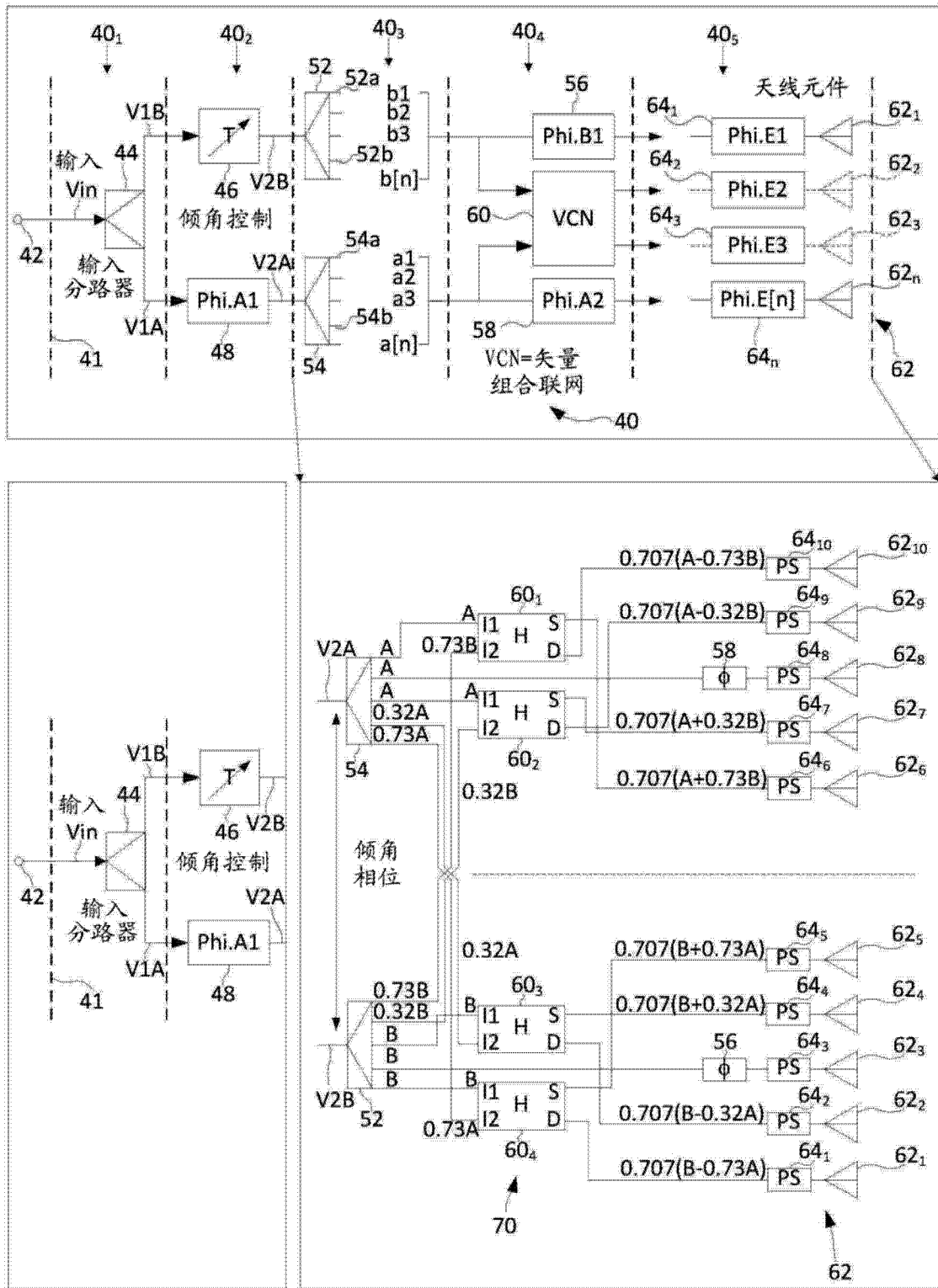


图 1

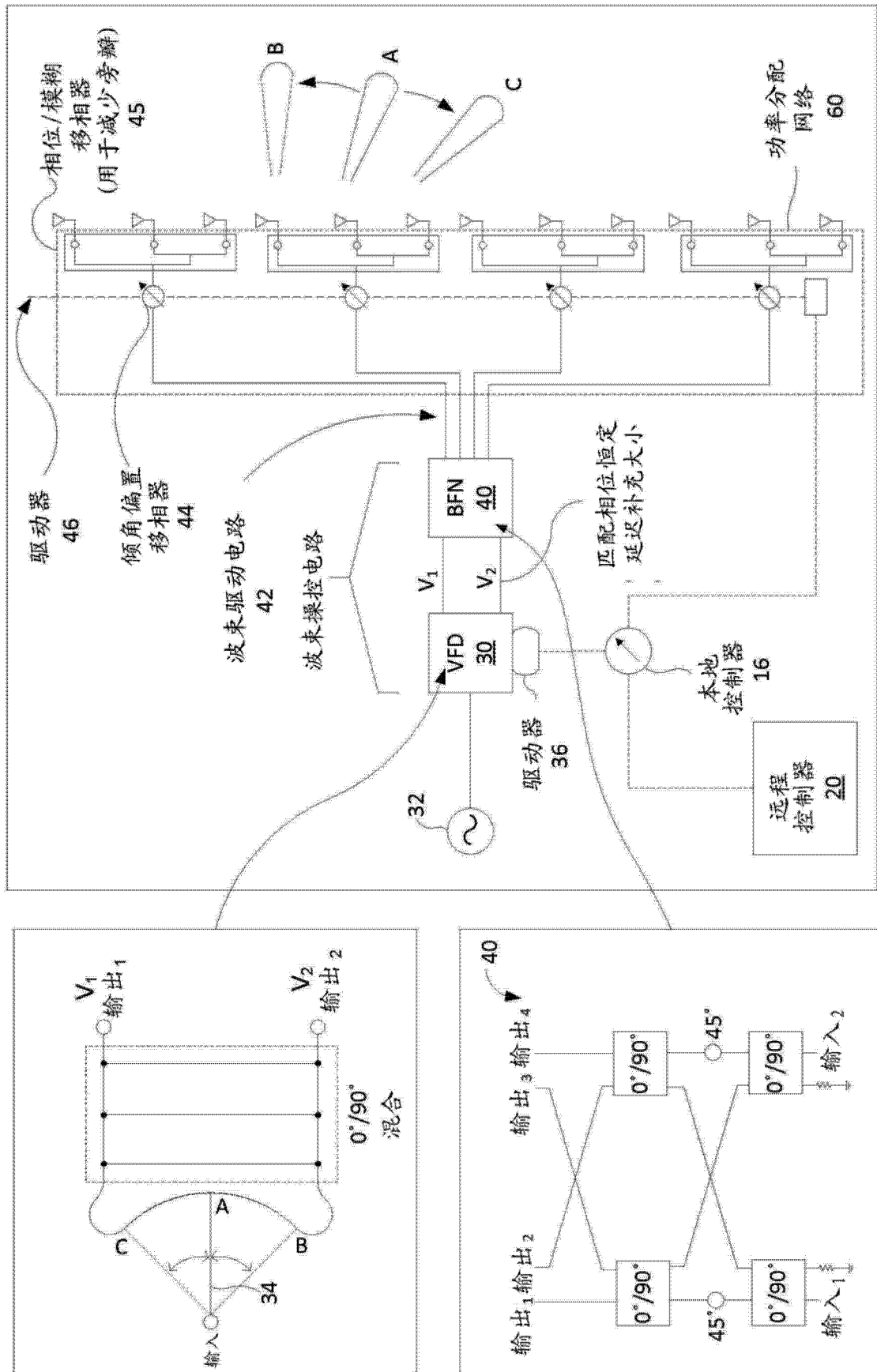


图 2

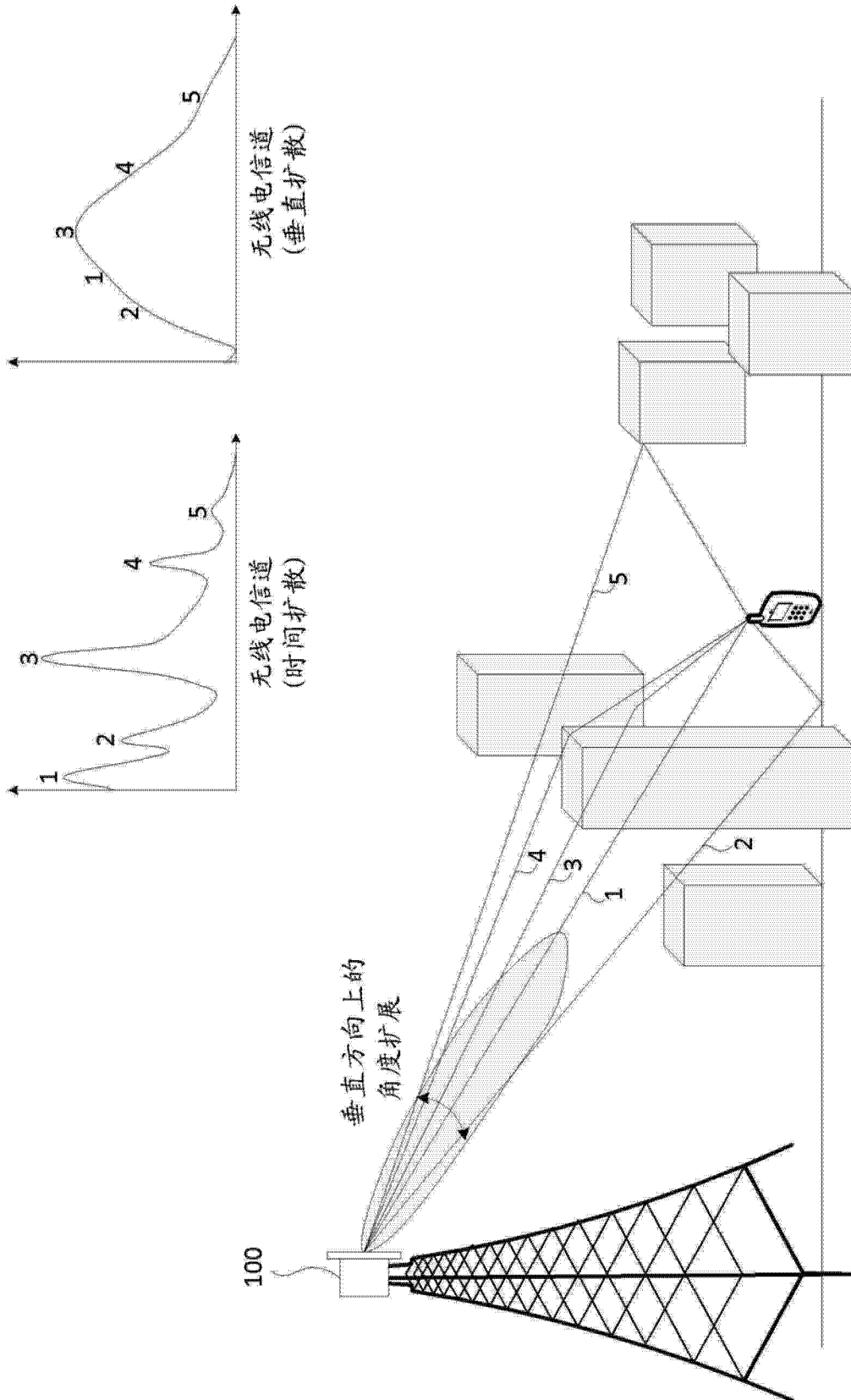


图 3

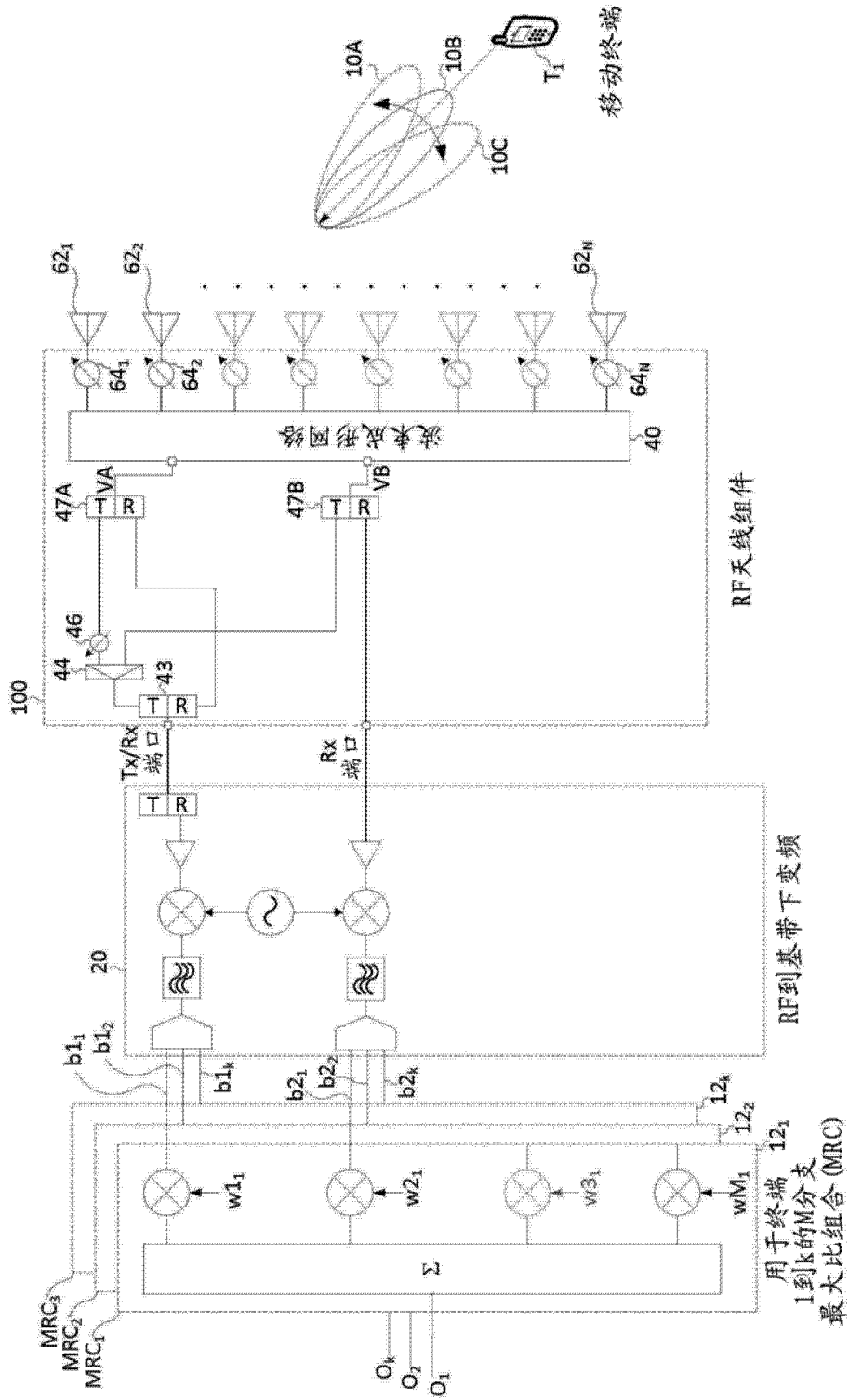


图 4

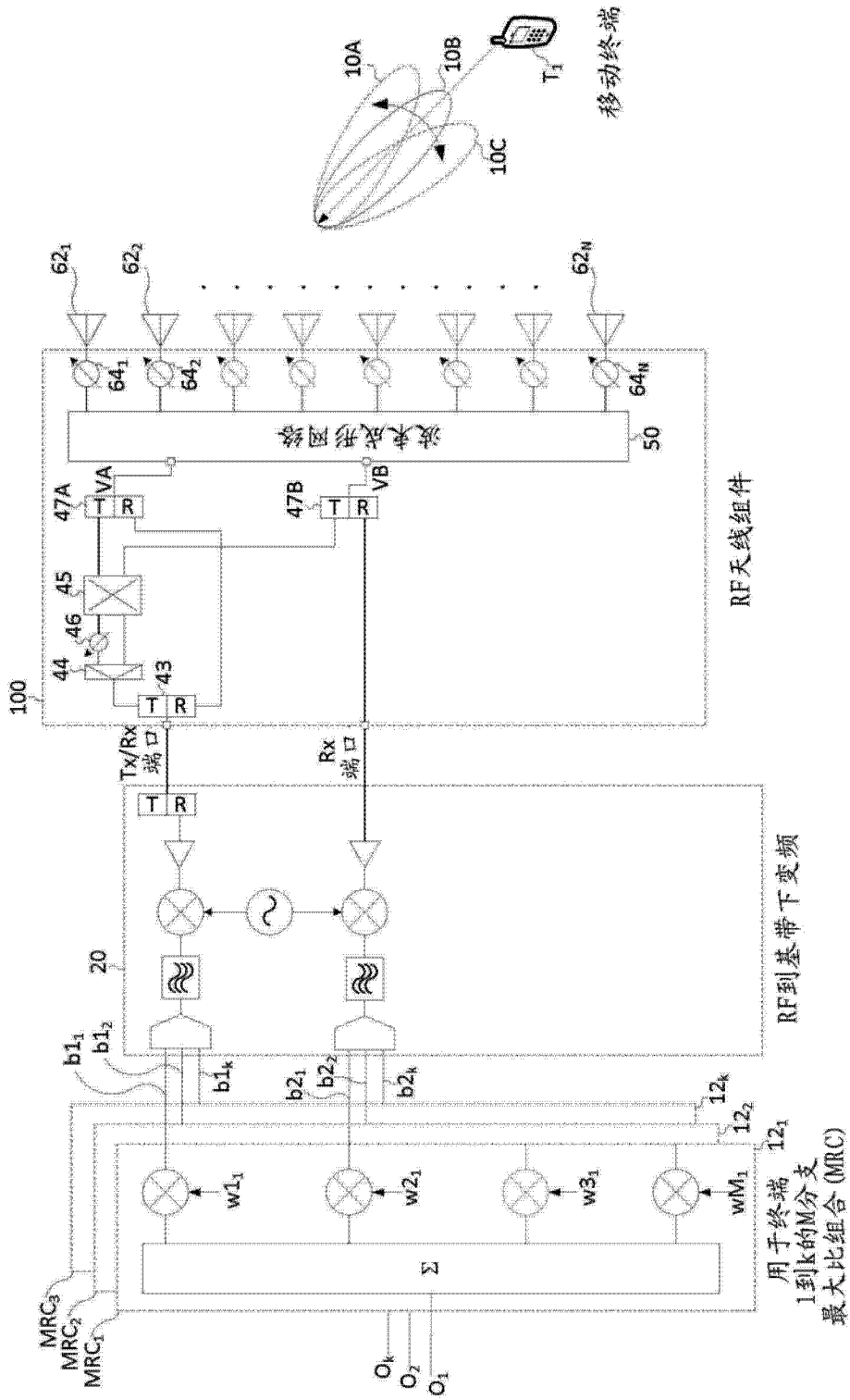


图 5

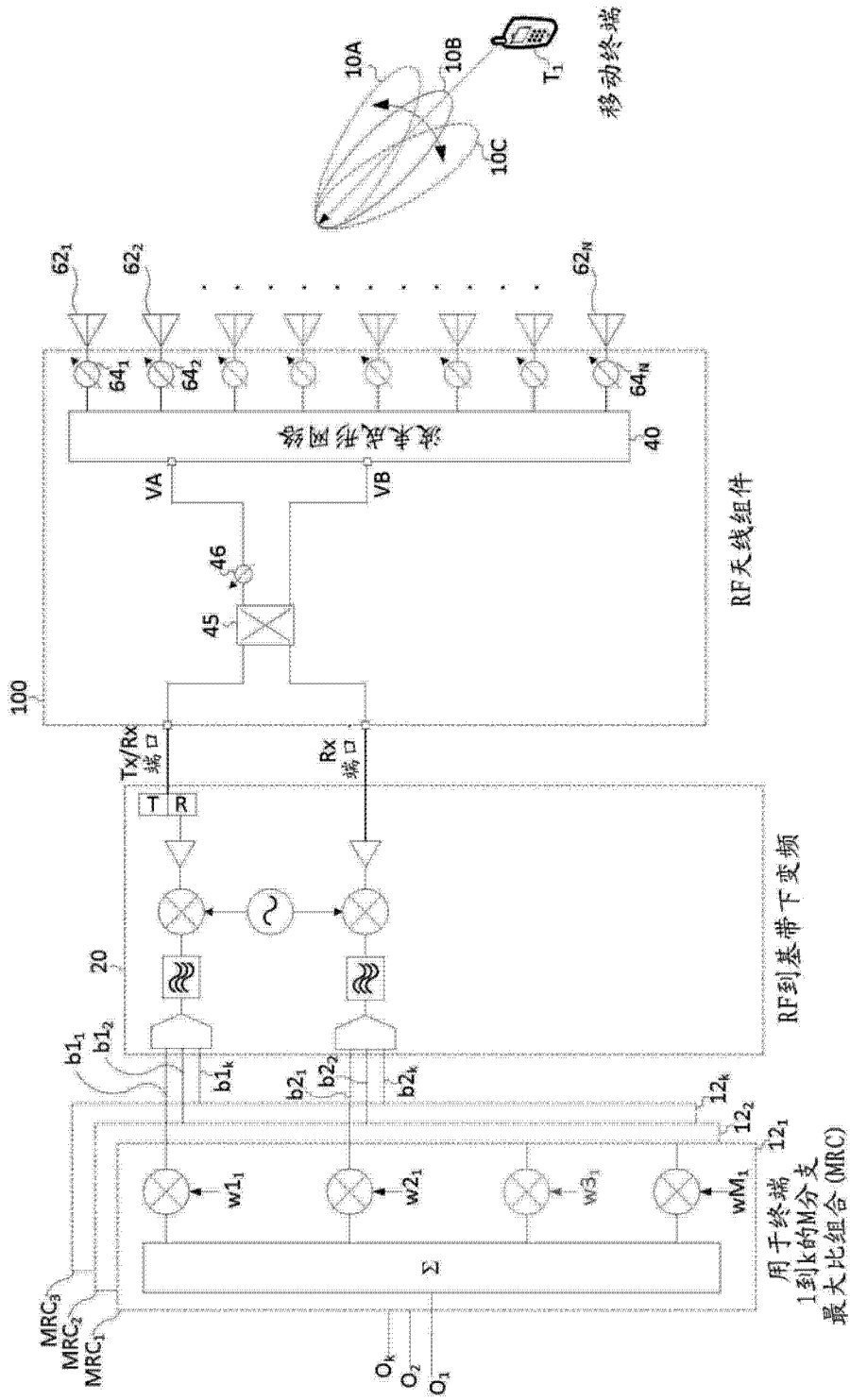


图 6

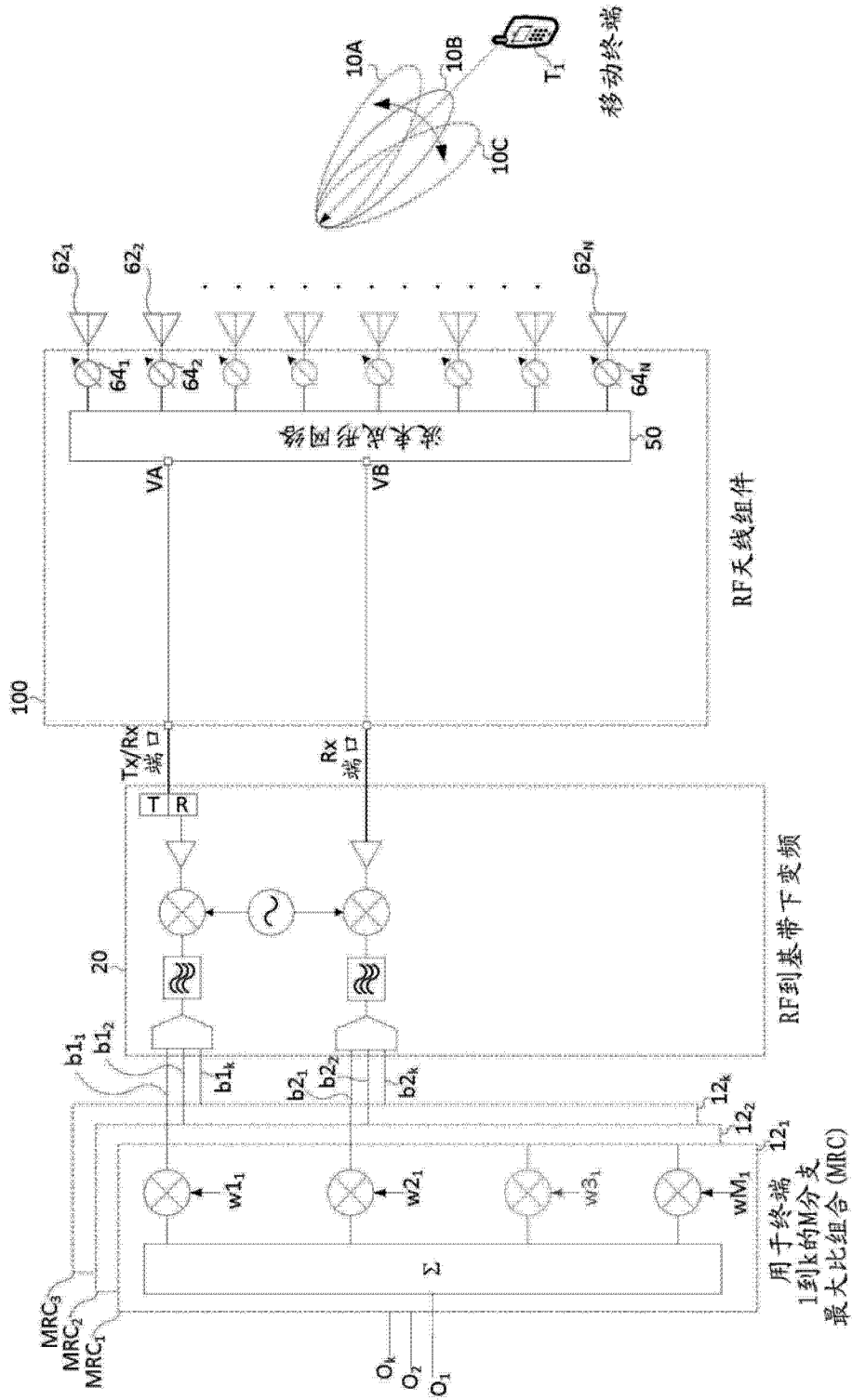


图 7

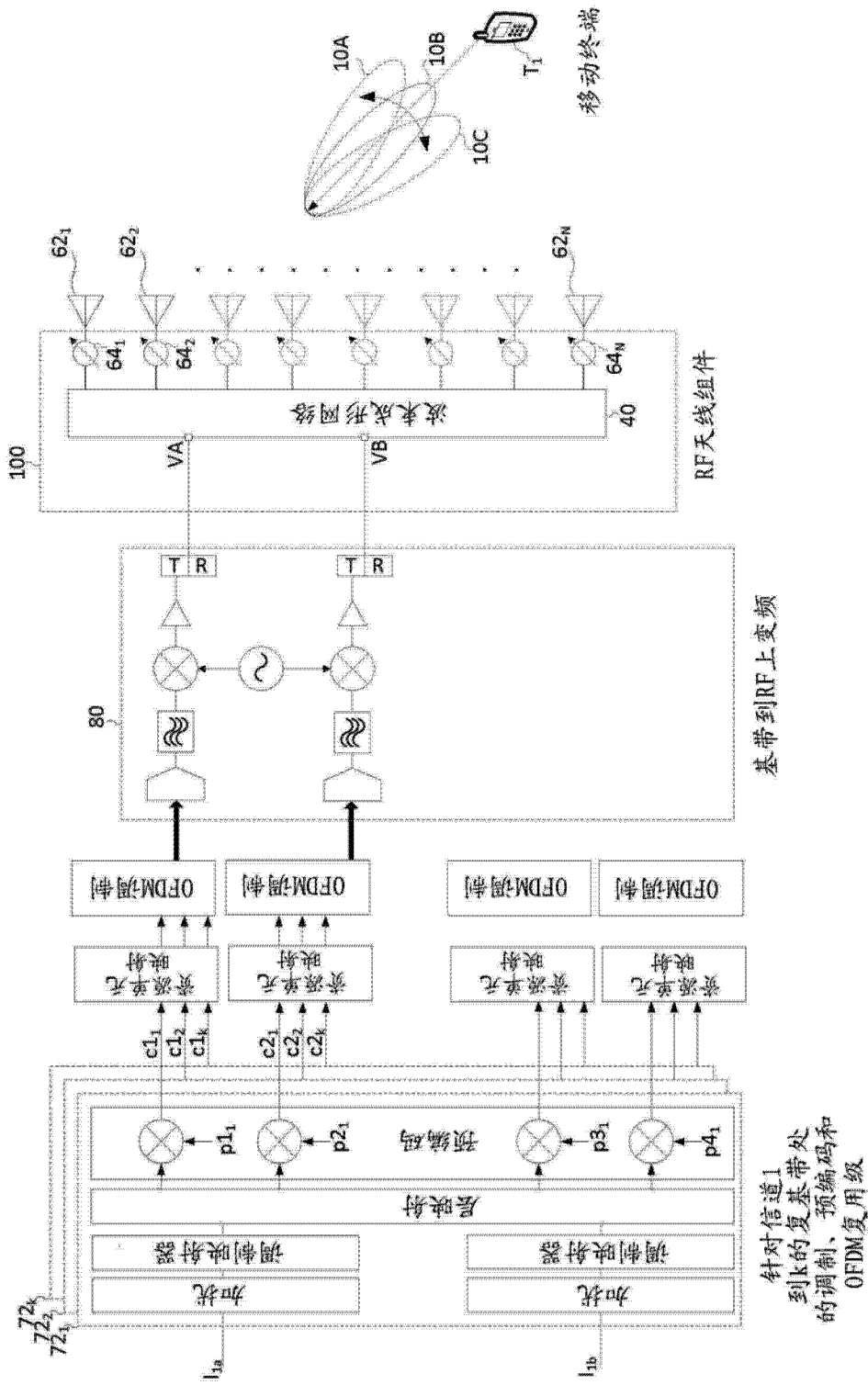


图 8