



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1918840 B

(45) 授权公告日 2012.09.05

(21) 申请号 200580004415.5  
 (22) 申请日 2005.01.28  
 (30) 优先权数据  
 0400370-3 2004.02.13 SE  
 (85) PCT申请进入国家阶段日  
 2006.08.09  
 (86) PCT申请的申请数据  
 PCT/US2005/003944 2005.01.28  
 (87) PCT申请的公布数据  
 W02005/081444 EN 2005.09.01  
 (73) 专利权人 艾利森电话股份有限公司  
 地址 瑞典斯德哥尔摩  
 (72) 发明人 L·克拉斯尼 K·J·莫尔纳  
 郑荣富 S·J·格兰特 王怡彬  
 (74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司  
 72001  
 代理人 杨凯 王勇  
 (51) Int. Cl.  
 H04L 1/06 (2006.01)  
 H04L 1/00 (2006.01)  
 (56) 对比文件  
 Krasny, L.  
 Grant, S.  
 Molnar, K. Optimal and reduced  
 complexity receivers for MISO antenna  
 systems. 《Global Telecommunications  
 Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE》.

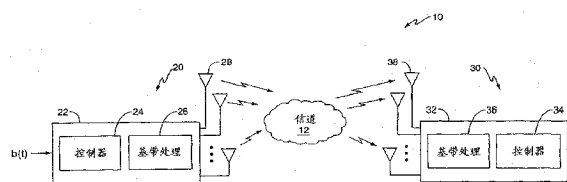
IEEE, 2004, 第1卷 138-142.  
 Kambiz C. Zangi and Leonid G. Krasny.  
 Capacity-Achieving Transmitter and Receiver  
 Pairs for Dispersive MISO Channels. 《IEEE  
 TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS》.  
 IEEE, 2003, 第2卷(第6期), 1204-1216.  
 Lucent Technologies. Increasing MIMO  
 throughput with per-antenna rate control.  
 《3GPP TSG RAN WG1》. 3GPP, 2001, (第(01)0879  
 期), 1-15.  
 R. Thomas Derryberry, Steven D. Gray,  
 D. Mihai Ionescu, Giridhar Mandyam, Balaji  
 Raghothaman. Transmit Diversity in  
 3G CDMA Systems. IEEE Communications  
 Magazine. 2002, 68-75.  
 R. Thomas Derryberry, Steven D. Gray,  
 D. Mihai Ionescu, Giridhar Mandyam, Balaji  
 Raghothaman. Transmit Diversity in  
 3G CDMA Systems. IEEE Communications  
 Magazine. 2002, 68-75.  
 R. Thomas Derryberry, Steven D. Gray,  
 D. Mihai Ionescu, Giridhar Mandyam, Balaji  
 Raghothaman. Transmit Diversity in  
 3G CDMA Systems. IEEE Communications  
 Magazine. 2002, 68-75.

审查员 岳跃平

权利要求书 4 页 说明书 9 页 附图 6 页

(54) 发明名称  
 用于多输入多输出通信系统的自适应反馈

(57) 摘要  
 自适应传输方案提供多级适配。在第一级,在有限反馈或开环方案与丰富反馈或闭环方案之间进行选择。在适配的第二级,选择分集模式。可采用适配的附加级。



CN 1918840 B

1. 一种在无线网络中的基站与移动台之间发送数据流的方法,所述方法包括:

基于所期望的所述移动台的性能,选择想要的反馈模式为丰富反馈模式和有限反馈模式其中之一,其中所述有限反馈模式包括用于若干数据速率和若干天线的所选组合的信道质量指示符,所述有限反馈模式即开环反馈模式,且所述丰富反馈模式包括来自所述移动台的信道系数,所述丰富反馈模式即闭环反馈模式;以及

根据从所述移动台发送到所述基站的表明所述想要的反馈模式的反馈来配置基站发射机,其中当所述想要的反馈模式是所述丰富反馈模式时,所述配置包括根据所述信道系数对各数据流进行前置滤波以便匹配从一个或多个发射天线到所述移动台上的所选接收天线的传播信道。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其中,想要的反馈模式的选择至少部分基于移动台能力。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其中,想要的反馈模式的选择至少部分基于移动台速度或速率。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其中,想要的反馈模式的选择至少部分基于所述移动台与所述基站之间的可用带宽。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其中,想要的反馈模式的选择至少部分基于在所述丰富反馈和有限反馈模式中的所述移动台以往的性能。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其中,想要的反馈模式的选择至少部分基于所述基站与所述移动台之间的通信信道的特性。

7. 如权利要求 1 所述的方法,其中,根据所述想要的反馈模式来配置基站发射机包括如果选择所述有限反馈模式,则把所述基站发射机配置成采用按天线速率控制。

8. 如权利要求 7 所述的方法,还包括选择分集模式以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

9. 如权利要求 8 所述的方法,其中,选择分集模式包括选择要用于向所述移动台发射的发射天线的数量。

10. 如权利要求 9 所述的方法,选择所述分集模式还包括选择要用于向所述移动台发射的发射天线集合的子集,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

11. 如权利要求 9 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的天线的子集的天线选择,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

12. 如权利要求 7 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明所选分集模式的分集模式信号以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

13. 如权利要求 12 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

14. 如权利要求 1 所述的方法,其中,根据所述想要的反馈模式来配置基站发射机包括如果选择所述有限反馈模式,则把所述基站发射机配置成采用空间复用编码方案。

15. 如权利要求 14 所述的方法,还包括选择分集模式以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

16. 如权利要求 15 所述的方法,其中,选择分集模式包括选择要用于向所述移动台发射的发射天线的数量。

17. 如权利要求 16 所述的方法,其中,选择所述分集模式还包括选择要用于向所述移动台发射的发射天线集合的子集,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

18. 如权利要求 16 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的天线的子集的天线选择,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

19. 如权利要求 14 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明所选分集模式的分集模式信号以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

20. 如权利要求 19 所述的方法,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择,其中,为所选分集模式配置所述基站发射机包括把所述基站发射机配置成使用所选天线。

21. 如权利要求 1 所述的方法,其中,根据所述想要的反馈模式来配置基站发射机包括如果选择丰富反馈模式,则把所述基站发射机配置成采用匹配现场处理发射分集。

22. 如权利要求 21 所述的方法,还包括根据来自所述移动台的信道信息反馈来选择分集模式以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

23. 如权利要求 22 所述的方法,其中,选择分集模式包括根据所述信道信息反馈来选择要发送给所述移动台的数据流的数量。

24. 如权利要求 23 所述的方法,其中,所述信道信息反馈包括从所述基站发射机到所述移动台的一个或多个传播信道的信道质量指示符。

25. 如权利要求 21 所述的方法,其中,还包括从所述移动台接收表明所选分集模式的分集模式选择以及为所选分集模式配置所述基站发射机。

26. 如权利要求 25 所述的方法,其中,所述分集模式选择表明要发送给所述移动台的数据流的数量,以及配置所述基站发射机包括为各数据流配置前置滤波器。

27. 如权利要求 26 所述的方法,其中,每个前置滤波器配置成匹配从一个或多个所选发射天线到所述移动台上的所选接收天线的传播信道。

28. 一种基站,适用于发送数据流到移动台 (30),所述基站包括:

具有多个发射天线的发射机;以及

可操作地耦合到所述发射机的传输控制电路,用于基于所期望的所述移动台的性能,选择想要的反馈模式为丰富反馈模式和有限反馈模式其中之一,其中所述有限反馈模式包括用于若干数据速率和若干天线的所选组合的信道质量指示符,所述有限反馈模式即开环反馈模式,且所述丰富反馈模式包括来自所述移动台的信道系数,所述丰富反馈模式即闭环反馈模式;以及

根据从所述移动台发送到所述基站的表明所述想要的反馈模式的反馈来配置基站发射机,其中当所述想要的反馈模式是所述丰富反馈模式时,所述配置包括根据所述信道系数对各数据流进行前置滤波以便匹配从一个或多个发射天线到所述移动台上的所选接收天线的传播信道。

29. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路至少部分根据移动台能力来

选择想要的反馈模式。

30. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路至少部分根据移动台速度或速率来选择想要的反馈模式。

31. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路至少部分根据所述丰富反馈和有限反馈模式中的所述移动台以往的性能来选择想要的反馈模式。

32. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路至少部分根据所述基站与所述移动台之间的通信信道的特性来选择想要的反馈模式。

33. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路在选择所述有限反馈模式时把所述发射机配置成采用按天线速率控制。

34. 如权利要求 33 所述的基站,其中,所述传输控制电路还选择分集模式以及为所选分集模式配置基站发射机。

35. 如权利要求 34 所述的基站,其中,所述传输控制电路通过选择要用于向所述移动台发射的发射天线的数量来选择分集模式。

36. 如权利要求 35 所述的基站,其中,所述传输控制电路通过选择要用于向所述移动台发射的发射天线集合的子集来选择分集模式,其中所述传输控制电路把所述发射机配置成使用所选天线。

37. 如权利要求 34 所述的基站,其中,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择的接收机,其中,所述传输控制电路把所述发射机配置成使用所选天线。

38. 如权利要求 33 所述的基站,其中,还包括从移动台接收表明所选分集模式的分集模式选择的接收机,其中,所述传输控制电路响应从所述移动台接收所述分集模式选择而为所选分集模式配置所述发射机。

39. 如权利要求 38 所述的基站,其中,所述接收机接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择,其中所述传输控制电路响应从所述移动台接收所述天线选择而把所述发射机配置成使用所选天线。

40. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路在选择所述有限反馈模式时把所述发射机配置成采用空间复用编码方案。

41. 如权利要求 40 所述的基站,其中,所述传输控制电路还选择分集模式以及为所选分集模式配置基站发射机。

42. 如权利要求 41 所述的基站,其中,所述传输控制电路通过选择要用于向所述移动台发射的发射天线的数量来选择分集模式。

43. 如权利要求 42 所述的基站,其中,所述传输控制电路通过选择要用于向所述移动台发射的发射天线集合的子集来选择分集模式,其中所述传输控制电路把所述发射机配置成使用所选天线。

44. 如权利要求 41 所述的基站,还包括从所述移动台接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择的接收机,其中,所述传输控制电路把所述发射机配置成使用所选天线。

45. 如权利要求 40 所述的基站,其中,还包括从移动台接收表明所选分集模式的分集模式选择的接收机,其中,所述传输控制电路响应从所述移动台接收所述分集模式选择而

为所选分集模式配置所述发射机。

46. 如权利要求 45 所述的基站,其中,所述接收机接收表明要用于向所述移动台发射的所选天线的子集的天线选择,其中所述传输控制电路响应从所述移动台接收所述天线选择而把所述发射机配置成使用所选天线。

47. 如权利要求 28 所述的基站,其中,所述传输控制电路在选择丰富反馈模式时把所述发射机配置成采用匹配现场处理发射分集。

48. 如权利要求 47 所述的基站,其中,所述传输控制电路根据来自所述移动台的信道信息反馈来选择分集模式,以及为所选分集模式配置基站发射机。

49. 如权利要求 48 所述的基站,其中,所述传输控制电路通过根据所述信道信息反馈选择要发送给所述移动台的数据流的数量来选择分集模式。

50. 如权利要求 49 所述的基站,其中,所述信道信息反馈包括从所述发射机到所述移动台的一个或多个传播信道的信道质量指示符。

51. 如权利要求 47 所述的基站,其中,还包括从所述移动台接收表明所选分集模式的分集模式选择的接收机,其中,所述传输控制电路响应从所述移动台接收分集模式选择而为所选分集模式配置基站发射机。

52. 如权利要求 51 所述的基站,其中,所述分集模式选择表明要发送给所述移动台的数据流的数量,以及配置基站发射机包括为各数据流配置前置滤波器。

53. 如权利要求 52 所述的基站,其中,每个前置滤波器配置成匹配到所述移动台上的所选接收天线的信道。

## 用于多输入多输出通信系统的自适应反馈

[0001] 发明背景

[0002] 本发明涉及用于无线通信网络的多天线传输方案,更具体来说,涉及用于响应信道条件和其它因素而在发射机与接收机配置之间进行适配的设备及方法。

[0003] 在大部分传统的第二代 (2G) 和第三代 (3G) 无线通信系统中,发射机以及接收机都配备单个天线。这类系统称作单输入单输出 (SISO) 系统。近年来,研究人员已经提出在发射机和 / 或接收机上采用多个天线来改进通信系统的性能。发射分集是作为改进接收机上的信号干扰比 (SINR) 的一种方式提出的多天线传输方案的一个实例。本文所使用的 SINR 包括噪声干扰。发射分集系统又称作多输入单输出 (MISO) 系统。发射分集或 MISO 系统在发射机上采用多个天线向接收机发送信号。来自各发射天线的信号通过不同的传播信道到达接收机。接收机可选择“最佳”信号 (通常是具有最高 SINR 的信号),或者可组合多个信号通过组合增益来取得更高的 SINR。采用空间时间码的发射分集通过在传输之前对发送信号进行编码来进一步改进 SINR。虽然发射分集方案实现 SINR 的改进,但是峰值速率改进被限制于单天线调制和编码选项。

[0004] 多输入多输出 (MIMO) 系统在接收机上以及在发射机上采用多个天线。MIMO 系统在接收机上利用信号的空间维来取得更高的频谱效率以及更高的数据速率而没有增加带宽。折衷引起发射机和接收机更大的复杂度。MIMO 系统可广义地分类为有限反馈 (又称作开环) 和丰富反馈 (又称作闭环) 系统。在有限反馈 MIMO 系统中,只有与通信信道有关的有限信息才从接收机反馈到发射机。有限反馈系统改进可达到的峰值传输速率,并且在高 SINR 环境中更为有利。在丰富反馈系统中,接收机向发射机回送信道系数或者从中可估算信道系数的其它信息。发射机可利用对信道的了解在传输之前对发送信号进行滤波。丰富反馈系统由于来自多个发射天线的阵列增益而提供附加利益,这对于某些阵列配置可能是重大的。

[0005] 然而,在为部署设想的可能工作条件的范围内,没有一种系统配置一贯地比其它系统配置更好地执行。影响性能的工作条件的一部分包括:接收机上的期望工作 SINR;在接收机上观察到的传播信道和干扰环境;允许的信道反馈量;假定的用户数据业务量;以及想要的可允许发射和接收天线的数量。想要的是具有适用于广泛工作条件中不同天线配置的健壮方式。

### 发明内容

[0006] 本发明涉及具有至少两级适配的自适应传输方案。在第一级,根据表明接收机性能的某个质量度量来选择反馈模式。例如,度量可能是终端接收机的输出上的一个或多个 SINR 或者是接收机可支持的数据速率。这种质量度量可能取决于多个可测量的量,包括接收天线的数量、信道质量、移动台速度、传播信道的条件和 / 或移动台与基站之间的可用带宽。终端可为闭环和开环模式计算这个质量度量,并转换到满足交换标准的模式。在一个示范实施例中,反馈模式包括有限反馈或开环模式以及丰富反馈或闭环模式。用于有限反馈模式的发射机配置包括与代码再用结合的按天线速率控制 (PARC) 和空间复用 (SM)。在

这些方法中,数据流被分为多个流,以及每个子流从不同天线被发送。用于闭环模式的发射机配置包括匹配现场发射分集 (MFTD),其中数据流被分为一个或多个子流,并且每个子流经过预滤波以便匹配信道到所选接收天线。

[0007] 在第二级,选择分集模式。当选择开环模式时,分集模式的选择对应于天线数量的选择。当使用不到全部发射天线时,选择可包括天线的“最佳”子集。当选择闭环模式时,分集模式的选择对应于数据流的数量选择。当数据流的数量少于接收天线的数量时,选择可包括前置滤波器匹配的接收天线的子集。选择级的数量也可大于二,例如,一旦已经选择开环 MIMO 方案,则可能存在从中选择的多个开环 MIMO 方案。

## 附图简介

[0008] 图 1 说明一个多输入多输出通信系统。

[0009] 图 2-4 比较具有不同天线配置的 SISO、MISO 和 MIMO 系统的性能。

[0010] 图 5 说明采用按天线速率控制的示范开环发射机配置。

[0011] 图 6 说明采用具有代码再用的空间复用的示范开环发射机配置。

[0012] 图 7 说明采用匹配现场发射分集的示范闭环发射机配置。

[0013] 发明详细说明

[0014] 图 1 说明包括第一站 20 和第二站 30 的多输入 / 多输出 (MIMO) 无线通信系统 10。第一站 20 包括用于向第二站 30 发送信号的发射机 22,而第二站包括用于接收第一站 20 所发送的信号接收机 32。本领域的技术人员会理解,第一站 20 和第二站 30 均可包括如图 1 所示用于双向通信的发射机 22 以及接收机 32。在一个示范实施例中,第一站 20 是无线通信网络中的基站,而第二站 30 则是移动台。

[0015] 二进制数据流形式的信息信号输入到第一站 20 上的发射机 22。发射机包括控制器 24、发射信号处理电路 26 以及多个发射天线 28。控制器 24 控制发射机 22 的操作。发射信号处理电路 26 执行输入位到复合调制符号的差错编码和映射。发射信号处理电路 26 产生可能是独立的、部分冗余的或者完全冗余的多个发射信号。在上变频、滤波以及放大之后,发射信号通过通信信道 12 从相应的发射天线 28 发送给第二站 30。

[0016] 第二站 30 上的接收机 32 包括控制器 34、接收信号处理电路 36 以及多个天线 38。控制器 34 控制接收机 32 的操作。接收信号处理电路 36 对于在各天线 38 上所接收的信号进行解调和解码。在没有误码时,来自接收机 32 的输出信号将与发射机 22 上输入的原始信息信号相同。由于多个数据流从不同天线 28 并行发送,因此,通过每对天线 28、38 被添加到系统,在吞吐量上存在线性增加,而没有带宽要求的增加。

[0017] MIMO 系统由于其取得高频谱效率以及因而取得高数据速率的可能性,一直是用于无线通信网络的全球性广泛研究活动的主题。已经提出许多类型的 MIMO 系统,它们一般可分类为闭环或开环。在闭环 MIMO 系统中,发射机接收来自接收机的信道系数的反馈,它在本文中称作丰富反馈。在开环 MIMO 系统中,发射机接收信道状态信息的有限反馈。这种有限反馈通常不包括信道系数,但是可能包括诸如通信信道的 SINR 等的信道状态信息。

[0018] 一般来说,闭环系统提供优于开环系统的改进性能,因为这类系统对通信信道有更多了解,但是要求信道系数的反馈。反馈量与发射天线的数量、接收天线的数量以及信道的时延扩展成正比。图 2-4 比较各种天线配置的闭环和开环多天线系统的性能。图 2 比较

4×1 多输入单输出 (MISO) 系统中的开环和闭环容量。图 3 比较 4×2MIMO 系统中的开环和闭环容量。图 4 比较 4×4MIMO 系统中的开环和闭环容量。

[0019] 在蜂窝环境中,信道是随机变量;因此,与各传输方案对应的互信息也是具有某个累积分布函数(CDF)的随机变量。图 2-4 以图表说明各种系统配置的 SINR 对互信息的 CDF 的 1%点。CDF 上的这个点有时称作产生 1%停机概率的互信息,即各方案的互信息超过具有概率 0.99 的相应 1 个百分点值。这些图上的实线曲线对应于闭环容量,带星号“\*”的虚线曲线对应于开环容量,以及带“×”的虚线曲线对应于具有一个发射天线和一个接收天线的单输入单输出(SISO)系统。

[0020] 在 4×1MISO 系统(图 2)中,闭环容量因分集和天线阵列增益而比开环容量增加 6dB。此外,开环容量在工作 SINR 的大范围上不是远远大于 SISO 信道的容量。这表明,为了得到增加的速率,某种形式的发射分集是有益的。对于 4×2MIMO 系统(图 3),在闭环与开环容量之间仍然存在大约 4.5dB 的明显间隙。这比 4×1 系统略小,但它仍然表明与开环 MIMO 系统相比的闭环 MIMO 系统的显著性能优势。对于 4×4MIMO 系统(图 4),间隙缩小到大约 3dB,并且主要在低 SINR 出现。

[0021] 示范开环 MIMO 系统采用与代码再用结合的按天线速率控制(PARC)技术或空间复用(SM)技术。在开环配置中,单输入数据流被分为多个数据流,它们被映射到不同的发射天线。在以下更完整描述的 PARC 方法中,各子流被独立编码和调制。在 SM 方法中,输入数据流在分割之前被编码,然后各个子流被独立调制和发送。示范闭环系统采用匹配现场发射分集(MFTD)、又称作具有丰富反馈的发射分集(TDRF),下面进行更详细描述。在采用 MFTD 的闭环 MIMO 系统中,输入数据流从多个发射天线 28 发送给具有一个或多个接收天线 38 的接收机 32。输入流经过预先滤波,以便匹配发射与接收天线 28、38 之间的信道。

[0022] 图 5 说明采用按天线速率控制(PARC)方法的开环模式的示范发射机 100 的配置。本领域的技术人员会理解,PARC 是无线通信系统中用来增加系统容量的多流发送技术。示范实施例中的发射机 100 配置用于 WCDMA 的高速下行链路分组接入(HSDPA)模式。

[0023] 图 5 中的发射机 100 包括:解复用器 102,把原始信息比特流  $I$  分为  $M$  个比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ ;用于各比特流的编码和调制电路 104;以及多个天线 120。用于各比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$  的编码和调制电路 104 包括:编码器 106,对各比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$  进行编码;多个解复用器 108,把各比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$  进一步分为子流;多个符号映射器 110,把各子流映射到信令星座上的点;多个信号扩频器 112,对各子流应用所选扩频码;以及组合器 114,重组子流以产生用于传输的发射信号  $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 。可由组合器 116 把发射信号  $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$  与包含多个专用信道和控制信道以及公共导频信道的一个或多个其它同时发送的信号  $d_m(t)$  进一步组合。用于各比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$  的编码器 106 以不同速率对原始信息位进行编码。速率取决于来自接收机 32 的信道质量指示符(CQI)反馈。由各编码器 106 输出的编码信号则由解复用器 108 分为  $K$  个子流。各子流由  $K$  个符号映射器 110 之一映射到符号,并由信号扩频器 112 采用  $K$  个扩频码之一进行扩频。 $K$  个扩频码可在不同天线 120 上再用。组合器重组来自各信号扩频器 112 的  $K$  个扩频信号。在图 5 中,编码信号的数量和发射天线 120 的数量相同。但是,在其它实施例中,编码信号的数量可能等于或者少于发射天线 120 的数量。

[0024] 图 6 说明采用具有代码再用的空间复用 (SM) 的开环模式的示范发射机配置 50。图 6 所示的发射机配置 150 包括:编码器 152,对原始信息流 I 进行编码以产生编码比特流;解复用器 154,把编码比特流分为 N 个比特流  $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ ;用于各比特流的调制电路 156;以及多个天线 168。用于各比特流的调制电路 156 包括:解复用器 158,把各子流进一步分为大量子流;多个符号映射器 160,把各子流映射到信令星座上的点;多个信号扩频器 162,对各子流应用所选扩频码;以及组合器 164,重组子流以产生用于传送给第二站 30 的发射信号  $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 。可由组合器 166 把发射信号  $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$  与包含多个专用信道、控制信道以及公共导频信道的一个或多个其它同时发送的信号  $d_m(t)$  进一步结合。

[0025] 图 7 说明用于闭环模式系统的示范发射机配置 200。图 7 的发射机 200 采用本文中提到的匹配现场发射分集 (MFTD)。图 7 所示的发射机配置 200 包括:解复用器 202,把信息比特流分为多个比特流;用于各比特流的编码和调制电路 204;与发射机和接收机之间的通信信道匹配的前置滤波器 212;以及多个发射天线 214。每个编码和调制电路 204 包括:编码器 206,对相应比特流进行编码;符号映射器 208,把编码位映射到调制符号;以及信号扩频器 210,对各子流应用所选扩频码。从调制和编码电路 204 输出的信号是要发送给第二站 30 的发射信号  $s_1(t), \dots, s_N(t)$ ,其中 N 小于或等于接收机 32 上的天线的数量。发射信号  $s_1(t), \dots, s_N(t)$  输入到前置滤波器 212。前置滤波器根据对于发射机 22 与接收机 32 之间的通信信道的了解来对发射信号进行滤波。前置滤波器把已滤波信号  $x_1(t), \dots, x_M(t)$  输出到天线 214 以便传送给第二站 30,其中 M 为发射天线 214 的数量。

[0026] 以下论述说明如何计算前置滤波器 212 的滤波器。假定输入到前置滤波器 212 的信号  $s_1(t), \dots, s_N(t)$  是相互独立的,并且每一个具有信道带宽内的功率谱  $\Lambda(f)$ 。发射信号向量  $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]$  的功率谱由  $P_{xx}(f)$  表示。已滤波信号向量  $x(t)$  的功率谱可按照下式用  $P_{xx}(f)$  来表示:

$$[0027] \quad P_{xx}(f; m, p) = \Lambda(f) \sum_{n=1}^N G(f; n, m) G^*(f; n, p) \text{ 等式 (1)}$$

[0028] 其中  $\Lambda(f)$  是为确保从发射机发出的总功率是固定的而选择的实值函数,以及  $G(f; n, m)$  是从第 m 个发射天线到第 n 个接收天线的下行链路信道的频率响应。

[0029] 在图 7 中看到,MFTD 发射机 200 由 N 个并行数据流或子信道和 M 个天线 214 组成。N 个并行数据流中的每个具有两个部分:1) 调制和编码电路 204,它把信息位映射到标量值波形,以及 2) 匹配滤波器的单输入多输出组,它们组成前置滤波器 212 的一部分。用  $H(f; n, m)$  表示这些匹配滤波器,则滤波器可由下式表示

$$[0030] \quad H(f; n, m) = \frac{G^*(f; n, m)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f; n, m)|^2}} \text{ 等式 (2)}$$

[0031] 等式 2 给出的滤波器具有几个引起关注的属性。第一,它们的频率响应是两个项之积。分子中的第一项  $G^*(f; n, m)$  是与第 m 个发射天线和第 n 个接收天线之间的下行链路信道匹配的滤波器。分母中的第二项  $\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f; n, m)|^2}$  可看作信息信号的白化滤波器。其次,等式 2 产生以下意义上的宽松形式的水流。如果特定频率上的下行链路信道之一严重衰减,则来自相应发射天线 214 的功率也将在这个频率上成比例地衰减。来自天线

214 的总功率保持恒定,发射机 200 则把更多功率注入其中下行链路信道没有衰减的那些频率。

[0032] 通过忽略分母中的频率相关项 $\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f;n,m)|^2}$ ,可得到简化形式。这种近似产生以下形式的前置滤波器 212:

$$[0033] \quad H(f;n,m) = \lambda G^*(f;n,m) \quad \text{等式 (3)}$$

[0034] 其中  $\lambda$  是为确保总发射功率为  $\sigma_x^2$  而选择的标量因子,即

$$[0035] \quad \lambda = \frac{\sigma_x}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \int |G(f;n,m)|^2 df}} \quad \text{等式 (4)}$$

[0036] 由等式 3 给出的滤波器的实现极为简单,因为  $G^*(f;n,m)$  的脉冲响应只是  $g^*(-t;n,m)$ 。这意味着,滤波器可在发射机 200 中由匹配原始下行链路信道的简单 FIR 滤波器来实现。根据这种观察,从第  $m$  个发射天线 214 到第  $n$  个接收天线 38 的下行链路信道可建模为:

$$[0037] \quad g(t;n,m) = \sum_{k=1}^K \alpha_k(n,m) \delta(t - \tau_k) \quad \text{等式 (5)}$$

[0038] 第  $n$  个子信道中的第  $m$  个滤波器的脉冲响应则具有下列形式:

$$[0039] \quad h(t;n,m) = \lambda \sum_{k=1}^K \alpha_k^*(n,m) \delta(t + \tau_k) \quad \text{等式 (6)}$$

[0040] 具有图 7 的发射机结构的基站只需要根据对基站上可用的下行链路信道的了解来构成这些匹配滤波器。

[0041] 为了减少 MFTD 方案的反馈开销量,可采用只基于部分信道状态信息的匹配滤波器  $h(t;n,m)$ 。MFTD 方案的概念基于采用具有有限数量的抽头的亚最佳 FIR 前置滤波器。这些前置滤波器的系数  $\hat{\alpha}_k^*(n,m)$  可选择为等于  $L$  个最强信道系数,或者可根据固定网格方式来选择,其中,均匀间隔的  $L$  个分支的网格设置在功率/延迟简档表示的信号能量的“区域”,以及  $L$  小于或等于信道系数的数量。通过这种简化方法,第  $n$  个子信道中的第  $m$  个滤波器的脉冲响应具有下列形式

$$[0042] \quad \hat{h}(t;n,m) = \bar{\lambda} \sum_{k=1}^L \hat{\alpha}_k^*(n,m) \delta(t + \tau_k) \quad \text{等式 (7)}$$

[0043] 这个 MFTD 方案允许反馈量的减少,同时取得色散信道的大部分闭环容量。所提出的 MFTD 发射机配置还可与在各发射天线上再用的  $N_c$  个多码配合工作。多码被再用以避免在采用多个天线发送时代码资源的过度消耗。

[0044] 根据本发明,发射机 20 可根据各反馈模式中的接收机的期望性能在不同时间配置用于闭环或丰富反馈操作模式以及有限反馈或开环操作模式。与确定期望性能相关的因素包括信道参数、代码和功率可用性、接收天线配置以及操作条件。一般来说,当超过开环模式的闭环模式的期望性能的增加证明反馈信道系数所需的附加开销合理时,选择闭环模式。对于开环模式,可采用图 5 和 / 或图 6 所示的发射机配置。对于闭环模式,可采用图 7 所示的发射机配置。

[0045] 反馈模式可在条件改变时在传输期间根据表示接收机的期望性能的一个或多个质量度量来改变。例如,一个质量度量可能是接收机 32 的输出上的 SINR 或者接收机 32 的

可支持数据速率。质量度量可取决于多个因素,包括接收天线 38 的数量、移动台速度或速率以及信道条件。因此,在本发明中,反馈模式在操作条件改变时被适配,以便使性能为最大。

[0046] 除了反馈模式的适配之外,还可采用附加级的适配。例如,选择可在图 5 和图 6 所示的两种不同开环模式之间进行。另外,分集模式也可在选择反馈模式之后来选择。分集模式的选择可取决于例如信道参数、代码可用性以及功率可用性。

[0047] 当选择开环模式时,各种分集模式对应于发射机 22 上的不同天线配置。因此,分集模式的选择表示选择天线 28 的数量以及哪一个天线 28 要用于向移动台 30 进行发射,从而产生选择性 PARC(S-PARC) 方案(图 5)或者选择性空间复用编码(S-SM)方案(图 6)。当选择闭环模式时,各种分集模式对应于不同的前置滤波器配置。因此,分集模式的选择表示选择发射机 22 上的前置滤波器 212 或数据流的数量以及选择前置滤波器 212 匹配的接收机 32 上的接收天线 38 的数量,从而产生选择性 MFTD(S-MFTD) 方案。

[0048] 在以下所述的一个示范实施例中,用于开环反馈模式的分集模式根据接收机 32 上的期望 SINR 或者可支持数据速率来选择。下面将采用宽带码分多址(W-CDMA)标准中的高速下行链路分组接入(HSDPA)规定作为一个实例,进一步详细说明 S-PARC 以及 S-SM。以下论述考虑两个发射天线 28 的情况。可能的天线配置为 {A}、{B} 或 {A, B}。我们还将增加 S-PARC 的 {B, A} 的附加情况。在这里,排序表明 S-PARC 的接收机操作的解码顺序。对于 S-PARC,解码顺序可能对色散信道的可支持数据速率具有小影响。因此,只要涉及到使可达到的数据速率为最大,为给定天线组合考虑不同解码器排序可能有利。但是,在大部分信道条件中,{A, B} 和 {B, A} 的可达到数据速率之间的差异极小,因而使复杂度为最小,仅考虑用于给定天线组合的一种解码器排序可能是有利的。

[0049] 对于 S-PARC,有源天线 28 发送一个自可解码数据流。数据流的传输速率通过表示接收机性能的符号信号与干扰加噪声比(SINR)来确定。在以下论述中,我们将采用 SIC-GRAKE 输出 SINR 作为一个实例。在 2004 年 3 月 5 日提交的共同未决美国专利申请序号 00/795101 中描述了 SIC-GRAKE,通过引用将它结合到本文中。

[0050] 假定所有可用功率在所有有源发射天线 28 当中均匀分配。对于天线配置 {A},所有可用功率 P 被分配给发射天线 A,从而产生作为 P/K 的按信道化代码的功率,其中 K 为信道化代码的数量。由于只有一个有源天线 28,因此在 G-RAKE 之后不需要执行连续干扰消除(SIC)。在这种情况下,G-RAKE 输出 SINR 可表示为

$$[0051] \quad SINR_{i(A)}(A) = \frac{P}{K} h(A)^H R_{i(A)}^{-1}(A) h(A) \text{ 等式 (8)}$$

[0052] 其中 h(A) 是对应于与天线 A 关联的信道的净响应,以及  $R_{i(A)}(A)$  是噪声协方差。噪声协方差的下标表示噪声协方差取决于天线配置。实际上,在这种情况下,净响应以及噪声协方差可从公共导频信道上的测量结果来确定。关系式  $R_{i(A)}(A) = R_{CPICH}(A)$  表示噪声协方差可从公共导频信道测量。可支持的数据速率则可根据 G-RAKE 输出 SINR 通过表查找或者通过 SINR 到数据速率映射函数来确定,

$$[0053] \quad \text{Rate}(\{A\}) = f(\text{SINR}_{i(A)}(A)) \quad \text{等式 (9)}$$

[0054] 类似地,对于天线配置 {B}, G-RAKE 输出 SINR 可表示为,

$$[0055] \quad SINR_{i(B)}(B) = \frac{P}{K} h(B)^H R_{i(B)}^{-1}(B) h(B) \text{ 等式 (10)}$$

[0056] 其中  $h(B)$  是对应于与天线 B 关联的信道的净响应, 以及  $R_{\{B\}}(B)$  是噪声协方差。在这种情况下, 净响应以及噪声协方差同样可从公共导频信道测量。关系式  $R_{\{B\}}(B) = R_{CPICH}(B)$  表示噪声协方差可从公共导频信道测量。存在  $R_{CPICH}(A) = R_{CPICH}(B)$  的情况。这种情况的可支持数据速率为

$$[0057] \quad \text{Rate}(\{B\}) = f(\text{SINR}_{\{B\}}(B)) \quad \text{等式 (11)}$$

[0058] 对于天线配置  $\{A, B\}$ , 各天线被分配功率  $P/2$ ; 天线 A 的信号首先被解码, 而天线 B 的信号则最后被解码。在这种情况下, 天线 A 的信号的 G-RAKE 输出 SINR 为

$$[0059] \quad \text{SINR}_{\{A, B\}}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{\{A, B\}}^{-1}(A) h(A) \quad \text{等式 (12)}$$

[0060] 其中噪声协方差成为  $R_{\{A, B\}}(A) = R_{CPICH}(A) + \frac{P}{2K} h(B) h^H(B)$ 。等式右侧的附加项说明代码再用干扰, 由用于发送天线 B 信号的相同信道代码产生。

[0061] 对于天线 B 信号, 将使用 SIC, 因为反映 SIC 的 G-RAKE 输出 SINR 为

$$[0062] \quad \text{SINR}_{\{A, B\}}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{\{A, B\}}^{-1}(B) h(B) \quad \text{等式 (13)}$$

[0063] 其中噪声协方差为  $R_{\{A, B\}}(B) = R_{CPICH}(B) - \frac{P}{2} R_{SIC}(A)$ 。等式右侧的第二项说明通过 SIC 过程消除的来自天线 A 信号的干扰。这种天线配置的可支持数据速率可通过下式确定

$$[0064] \quad \text{Rate}(\{A, B\}) = f(\text{SINR}_{\{A, B\}}(A)) + f(\text{SINR}_{\{A, B\}}(B)) \quad \text{等式 (14)}$$

[0065] 类似地, 对于天线配置  $\{B, A\}$ , 天线 B 信号的 G-RAKE 输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\{B, A\}}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{\{B, A\}}^{-1}(B) h(B) \quad \text{其中噪声协方差成为}$$

$$[0066] \quad R_{\{B, A\}}(B) = R_{CPICH}(B) + \frac{P}{2K} h(A) h^H(A) \quad \text{等式 (15)}$$

[0067] 对于天线 A 信号, 反映 SIC 的 G-RAKE 输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\{B, A\}}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{\{B, A\}}^{-1}(A) h(A) \quad \text{其中噪声协方差为}$$

$$R_{\{B, A\}}(A) = R_{CPICH}(A) - \frac{P}{2} R_{SIC}(B) \quad \text{这种天线配置的可支持数据速率可通过下式确定}$$

$$[0068] \quad \text{Rate}(\{B, A\}) = f(\text{SINR}_{\{B, A\}}(B)) + f(\text{SINR}_{\{B, A\}}(A)) \quad \text{等式 (16)}$$

[0069] 通过用于天线配置中每一个的可支持数据速率, 基站控制器 24 或移动台控制器 34 可选择具有最高可达到数据速率的一个。在以上实例中可以看到, 可支持数据速率的计算取决于功率分配 ( $P$ )、代码分配 ( $K$ ) 以及信道参数 ( $h(A)$ ,  $h(B)$ ,  $R_{\{A\}}(A)$ ,  $R_{\{B\}}(B)$ ,  $R_{\{A, B\}}(A)$ ,  $R_{\{A, B\}}(B)$ ,  $R_{\{B, A\}}(A)$ ,  $R_{\{B, A\}}(B)$ )。本领域的技术人员会发现, 这易于一般化到具有两个以上发射天线 28 的情况。

[0070] 对于选择性空间复用代码, 如先前对于 S-PARC 所述的相同过程适用。唯一差别是用于天线配置  $\{A, B\}$  的 SINR 公式化和 SINR 对数据速率映射函数。S-SM 的天线配置  $\{A\}$  和  $\{B\}$  的可达到数据速率与 S-PARC 的那些完全相同。因此, 我们只论述  $\{A, B\}$  的情况。

[0071] 这种情况中的 G-RAKE 输出上的 SINR 为

$$[0072] \quad \text{SINR}_{\{A, B\}}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{\{A, B\}}^{-1}(A) h(A) \quad \text{等式 (17)}$$

[0073] 以及

[0074]  $SINR_{\{A,B\}}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{\{A,B\}}^{-1}(B) h(B)$  等式 (18) 其中噪声协方差为

$R_{\{A,B\}}(A) = R_{CPICH}(A) + \frac{P}{2K} h(B) h^H(B)$  和  $R_{\{A,B\}}(B) = R_{CPICH}(B) + \frac{P}{2K} h(A) h^H(A)$ 。确定可达到

数据速率的一种方法基于各个 SINR 值之和, 表示为

[0075]  $Rate(\{A, B\}) = f(SINR_{\{A,B\}}(A)) + f(SINR_{\{A,B\}}(B))$  等式 (19)

[0076] 也可考虑其它方法, 例如基于几何 (而不是算术) 平均的那些方法。通过用于天线配置中每一个的可支持数据速率, 基站控制器 24 或移动台控制器 34 可选择具有最高可达到数据速率的一个。在以上实例中可以看到, 可支持数据速率的计算取决于功率分配 (P)、代码分配 (K) 以及信道参数 ( $h(A)$ ,  $h(B)$ ,  $R_{\{A\}}(A)$ ,  $R_{\{B\}}(B)$ ,  $R_{\{A,B\}}(A)$ ,  $R_{\{A,B\}}(B)$ )。

[0077] 为用于开环发射机配置的分集模式的确定进行的判定可在移动台 30、基站 20 上进行, 或者在基站 20 与移动台 30 之间划分。在第一方法 (在移动台 30 上进行所有判定) 中, 移动台 30 估算所有可能的天线组合的 SINR, 并选择对子流产生最大合计数据速率的那个特定组合。然后反馈各流的速率指示符或 CQI (信道质量指示符), 即, 如果选择了其中 N 为天线的所选数量的模式 N, 则通过信号回送 N 个 CQI, 其中  $N \leq M$ 。CQI 通常是从 SINR 到数据速率的映射。还需要通过信号通知要求 M 位、从  $2^M - 1$  种可能性中的天线选择。

[0078] 在第二方法 (在基站 20 进行所有判定) 中, 移动台 30 估算所有可能的模式和天线选择组合的 SINR。但是, 由于在移动台 30 上未进行关于哪一个为最佳的判定, 因此, 移动台 30 必须反馈所有可能组合的 CQI 值, 从而导致极大的反馈负荷。例如, 对于具有 4 个发射天线 28 的 s-parc, 移动台 30 需要为 4 个模式 1 天线选择的每个反馈一个 CQI, 为 6 个模式 2 天线选择的每个反馈 2 个 CQI, 为 4 个模式 3 天线选择的每个反馈 3 个 CQI, 以及为单个模式 4 选择反馈 4 个 CQI, 从而产生总共 32 个 CQI 值。这与反馈负荷是 4 个或更少 CQI 以及一个天线选择指示符的第一方法相比。因此, 允许基站 20 具有进行模式及天线选择的完全自由度需要大量反馈。

[0079] 在第三方法 (在移动台 30 与基站 20 之间进行判定划分) 中, 移动台 30 为每个可能模式选择天线, 以及基站 20 选择模式。这样, 与第二方法相比, 反馈明显减少。实际上, 如果天线选择被限制为服从某个属性 (称作子集属性), 则反馈可减少到只是略大于第一方法的程度。虽然这种方法是亚最佳的, 但性能的损失很小。但是, 没有采用子集属性时,  $M = 4$  个发射天线的实例的反馈负荷对于模式 1 为 1 个 CQI、对于模式 2 为 2 个 CQI、对于模式 3 为 3 个 CQI 以及对于模式 4 为 4 个 CQI, 从而产生总共 10 个 CQI。另外, 对于每个模式还需要天线选择指示符。显然, 所需反馈负荷远远小于要求 32 个 CQI 的第二方法。

[0080] 如通过引用完整地结合的 2003 年 4 月 2 日授权的英国专利 No. 2358071 所述, 如果子集属性被调用, 则反馈负荷可减少到仅仅  $M = 4$  个 CQI 和一个解码顺序。这仅仅略多于要求  $N = 4$  个 CQI (在选择模式 4 时) 和一个天线选择指示符的第一方法的最大反馈负荷。解码顺序是 M 个整数的排列, 并且表明对于每个可能的模式应当以哪一种顺序对流行进行解码。由于有  $M!$  种可能的解码顺序, 因此解码顺序的反馈需要比仅天线选择指示符略多的位。例如, 对于  $M = 4$ , 与只需要  $\text{ceil}(\log_2(2^M - 1)) = 4$  位的天线选择指示符相比, 解码顺序需要  $\text{ceil}(\log_2(M!)) = 5$  位。SINR 估算和反馈对于 SM 可通过类似方式来进行,

其中的唯一差别在于,对于每个天线组合估算及反馈一个 CQI。

[0081] 分集模式选择的概念也可适用于图 7 所示的闭环发射机配置。根据本发明,数据流的数量在条件改变时自适应地改变。每个数据流采用等式 7 中给出的亚最佳滤波器的集合。此外,根据信道条件,选择要发送的流的“最佳”子集集合,它是一种类型的信道选择。“最佳”的一种解释是支持最大速率的所发送流的子集。

[0082] 分集模式的选择可由移动台控制器 34 或者基站控制器 24 来进行。在第一种情况中,移动台估算所发送数据流的所有可能组合的 SINR,并选择产生最大合计数据速率的那个特定组合。然后反馈每个流的 CQI 以及相应的信道系数集合。例如,如果选择模式 N,则发回 N 个 CQI 和  $(M \times L \times N)$  个信道系数,其中 M 为发射天线 28 的数量,以及 L 为发射机前置滤波器 212 的抽头数量。应当指出, $N \leq N_{RX}$ ,其中  $N_{RX}$  为接收天线 38 的数量。在第二种情况中,移动台反馈  $(M \times L \times N_{RX})$  个信道系数。在一些情况中,需要把其它小区干扰的功率反馈给基站。

[0083] 本发明无疑可通过不同于本文所述的其它特定方式来实现,而没有背离本发明的范围和基本特征。因此,给出的这些实施例在所有方面被认为是说明性而不是限制性的,以及落入所附权利要求的含意和等效范围之内内的所有变更要包含在其中。

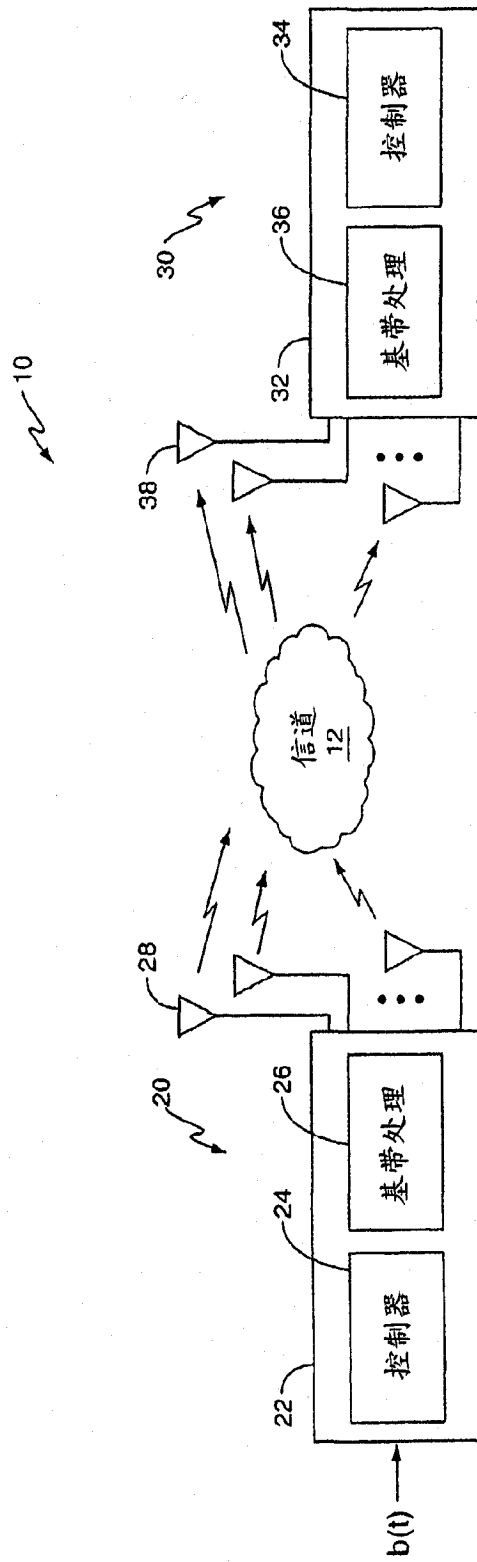


图 1

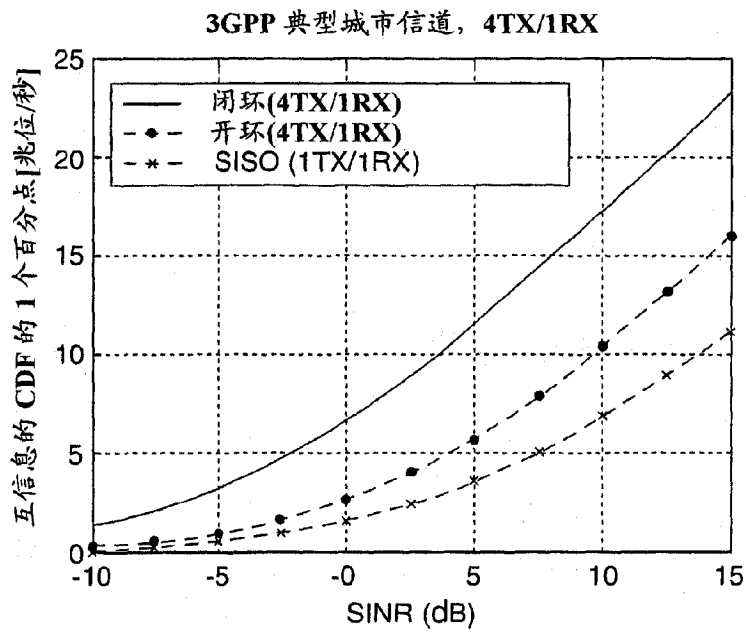


图 2

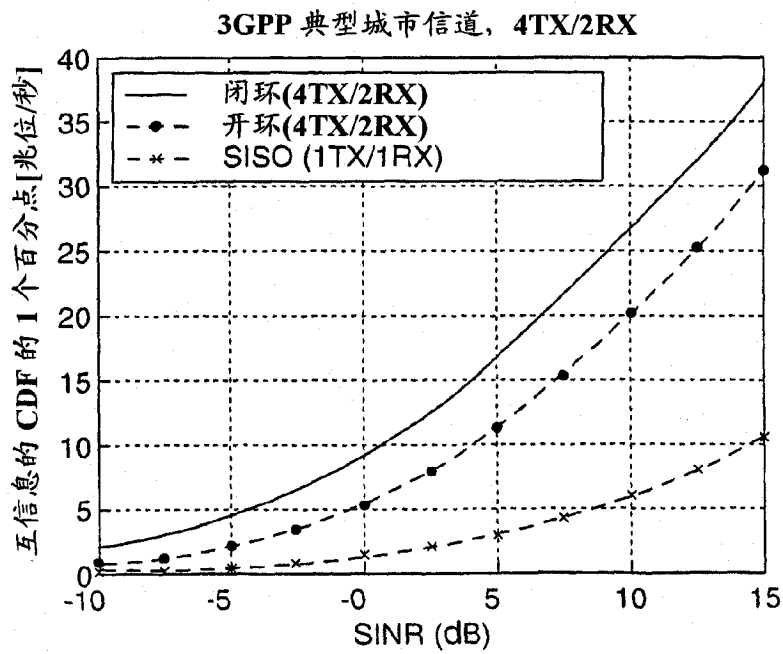


图 3

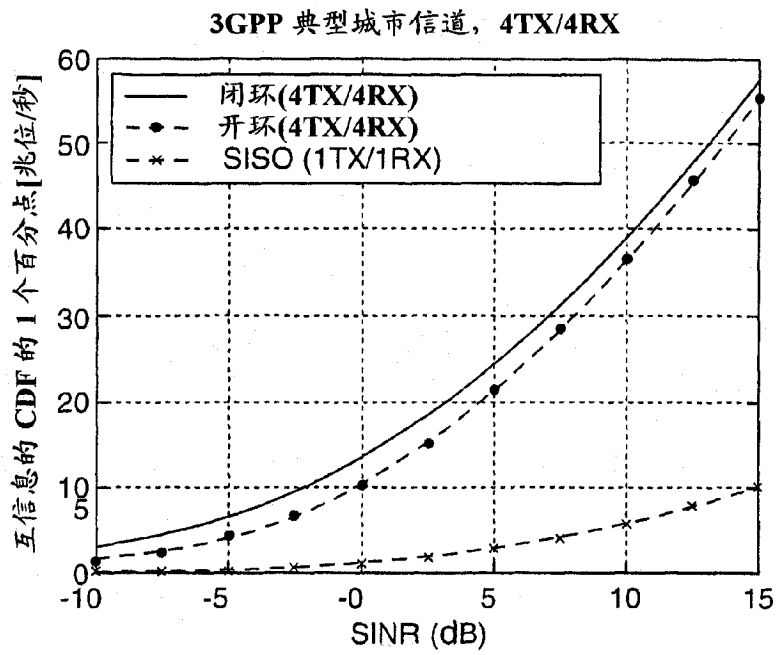


图 4

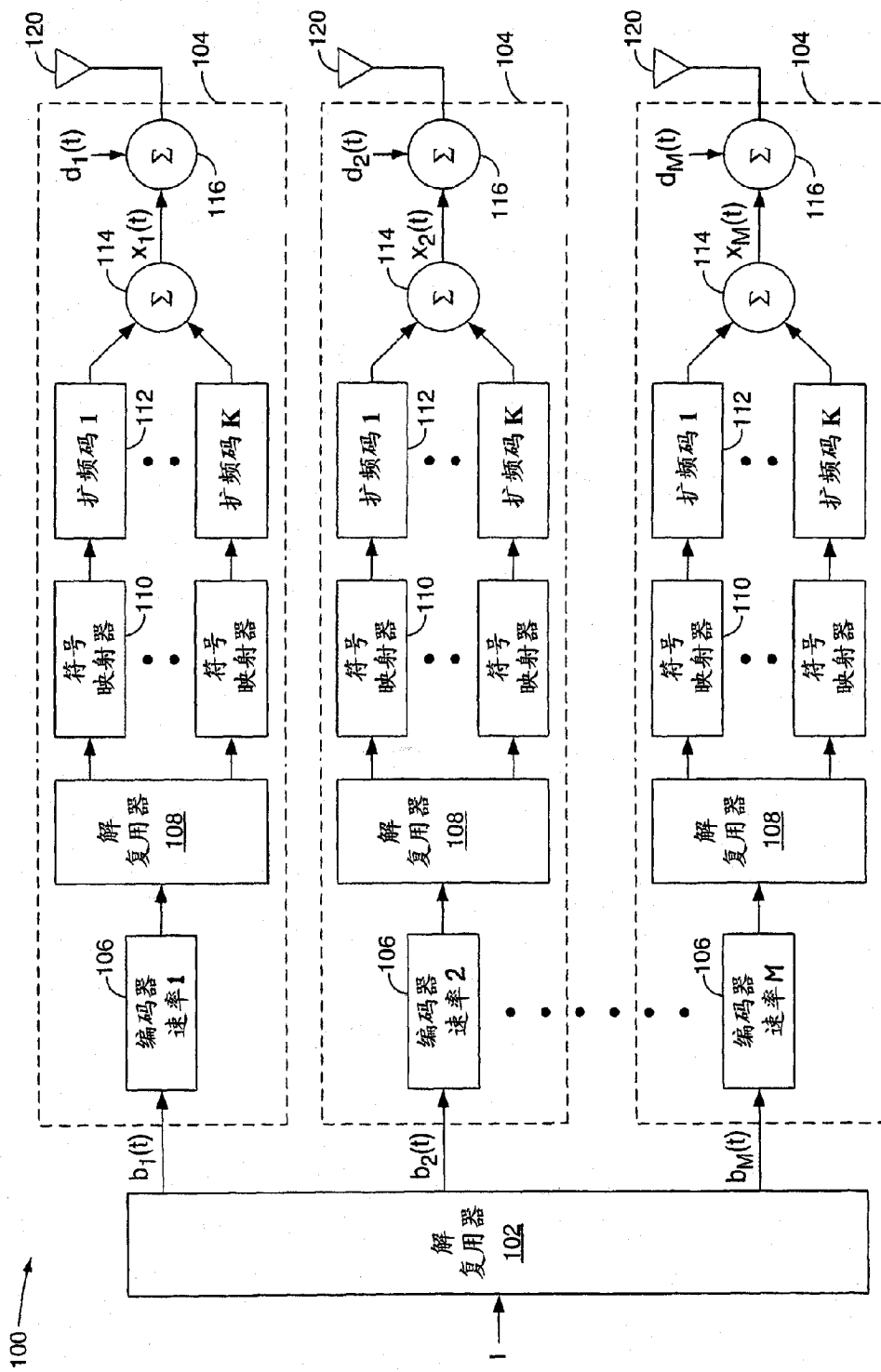


图 5

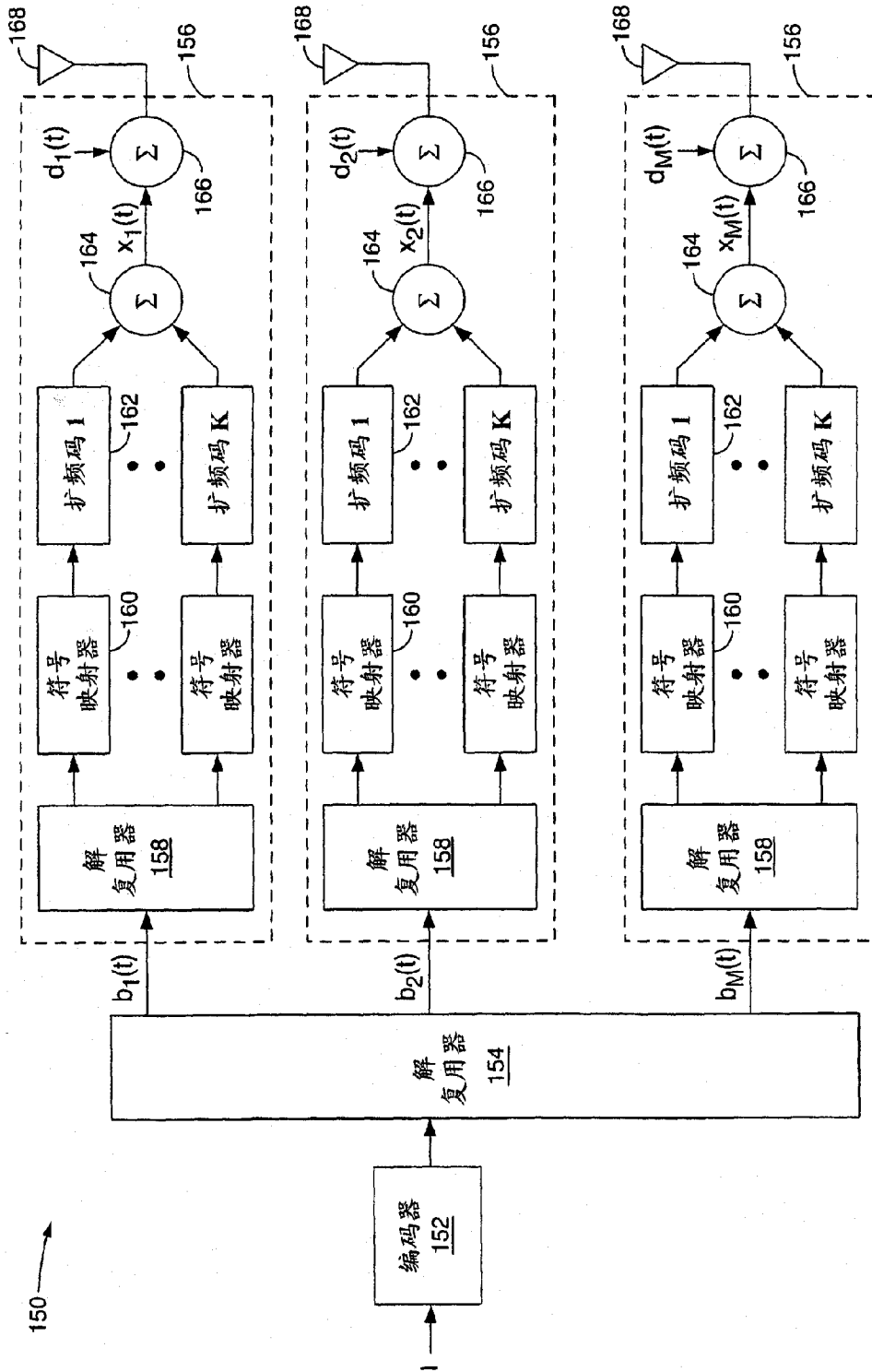


图 6

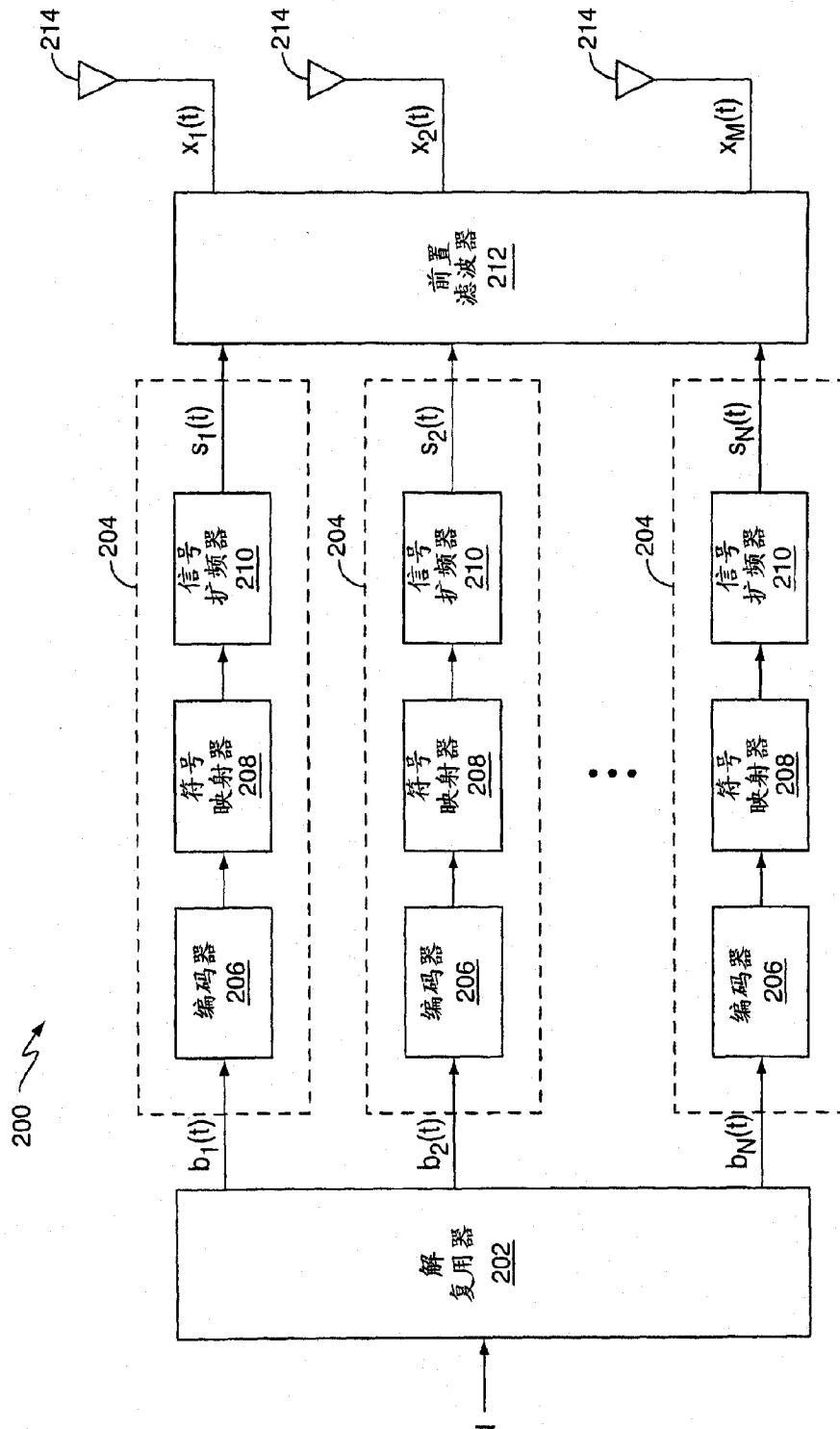


图 7