(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102362439 B
(45)授权公告日 2015.06.10

(21)申请号 201080012828.9
(22)申请日 2010.01.25
(30)优先权数据
61/147,365 2009.01.26 US
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2011.09.20
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2010/021917 2010.01.25
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2010/085722 EN 2010.07.29
(73)专利权人 德雷塞尔大学
地址 美国宾夕法尼亚
(72)发明人 丹尼利·皮亚扎
约翰·康途瑞欧替斯
米歇尔·达米科
卡皮尔·R·丹德卡尔
(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司 11219
代理人 关兆辉 谢丽娜
(51)Int.Cl.
H04B 7/00(2006.01)
(56)对比文件
US 2005237971 A1,2005.10.27,
US 5491644 A,1996.02.13,
US 2007149180 A1,2007.06.28,
US 2007126631 A1,2007.06.07,
US 2007035463 A1,2007.02.15,
US 2008080631 A1,2008.04.03,
审查员 张巍

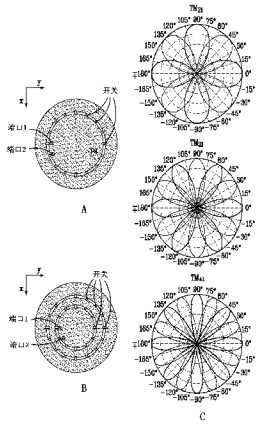
权利要求书3页 说明书16页 附图17页

(54)发明名称

用于在MIMO系统中选择可重新配置天线的系统和方法

(57)摘要

一种方法允许可重新配置多元天线在MIMO、SIMO和MISO通信系统中选择天线配置。该选择方案使用空间相关性、信道倒数条件数、延迟扩展和平均信噪比(SNR)信息,以在接收机处选择天线辐射图案。使用该方法,能够在不修改传统无线通信系统的数据帧的情况下,实现多元可重新配置天线系统中的容量增益。可通过该配置选择方法实现的容量增益使用在采用用于信道估计的最小均方误差接收机的MIMO系统的接收机处的可重新配置圆形贴片天线通过数值模拟来计算。信道容量和误码率(BER)结果示出相对于用于可重新配置MIMO系统的传统天线选择技术提供的改善。



CN 102362439 B

1. 一种选择天线阵列配置的方法，所述方法包括为多元可重新配置接收机天线选择天线阵列配置的下述步骤：

提供用于 N 个天线阵列配置中的至少一个的接收机查找表，所述接收机查找表可由与所述接收机天线相关的接收机处理器访问，所述接收机查找表包括用于不同的无线信道情况之间区别的天线相关参数的值；

所述接收机处理器估计用于所述天线相关参数的少于 N 个天线阵列配置的值；以及

所述接收机处理器至少部分地基于这样估计的值和使用所估计的值从接收机查找表检索的阵列配置，来设置用于所述接收机天线的所述天线阵列配置。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述天线相关参数包括如下项中的至少一个：信噪比 SNR、角度扩展 AS、发射 / 接收信道矩阵的倒数条件数 D_o、发射 / 接收相关矩阵的倒数条件数 D_λ 和延迟扩展 DS。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，进一步包括为多元可重新配置发射机天线选择天线阵列配置的如下步骤：

提供发射机处理器，所述发射机处理器与所述发射机天线相关、并计算所述发射机天线处的 SNR；

所述发射机处理器使用所述发射机天线处的 SNR 从发射机查找表中检索用于所述发射机天线的天线阵列配置，所述发射机查找表可由所述发射机处理器访问并用于 N 个天线阵列配置的至少一个，所述发射机查找表包括用于 SNR、AS、D_o、D_λ 和 DS 的至少一个的值；以及

所述发射机处理器基于检索到的用于所述发射机天线的天线阵列配置为所述发射机天线设置所述天线阵列配置。

4. 根据权利要求 3 所述的方法，进一步包括接收机处理器计算在发射机天线处的 D_λ 并向所述发射机处理器提供在所述发射机天线处所计算出的 D_λ 的步骤，并且所述发射机处理器还使用接收到的 D_λ 以从所述发射机查找表中检索出用于所述发射机天线的天线阵列配置。

5. 根据权利要求 2 所述的方法，进一步包括：确定当前阵列配置的信号相关性，并且使用所述信号相关性来确定 D_λ。

6. 根据权利要求 2 所述的方法，进一步包括：确定用于当前阵列配置的信道转移矩阵，并且使用所述信道转移矩阵来确定 D_o。

7. 根据权利要求 1 所述的方法，进一步包括：基于用于建立所述接收机查找表的所述阵列配置来选择所述接收机查找表。

8. 根据权利要求 1 所述的方法，进一步包括：基于直接测量的信噪比来选择所述接收机查找表。

9. 根据权利要求 2 所述的方法，其中，使用 D_o 和 / 或 D_λ 来估计所述角度扩展。

10. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，建立所述接收机查找表包括：使用电磁分簇信道模型。

11. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，建立所述接收机查找表包括：使用电磁射线跟踪模拟。

12. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，建立所述接收机查找表包括：使用信道测量。

13. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，建立所述接收机查找表包括：使用系统性能度量。

14. 根据权利要求 13 所述的方法，其中，所选择的性能度量包括：信道容量、数据传送速率、误码率、分组错误率或发射功率的量。

15. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，在所述设置步骤中设置的所述天线阵列配置是具有总辐射图案的可重新配置阵列，所述总辐射图案保证了在进入信号的平面中的准全向覆盖。

16. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述天线阵列配置的设置影响辐射图案的形状、所述辐射图案的极化和 / 或所述天线阵列的阵列元素之间的分离。

17. 根据权利要求 16 所述的方法，进一步包括：使用连接装置来将所述天线阵列配置重新配置为所设置的天线阵列配置。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，其中，使用所述连接装置来重新配置所述天线阵列配置包括：设置 PIN 二极管、MEMS 开关、FET 晶体管、可变电感器和 / 或可变电容器。

19. 根据权利要求 15 所述的方法，其中，所述天线阵列配置是圆形贴片天线阵列。

20. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述估计值根据在数据分组中接收到的信息来进行估计，其中，每个数据分组的一部分被分配用于信道估计。

21. 一种用于将数据从第一位置传输到第二位置的传输系统，包括

用于选择用于接收机天线阵列的天线阵列配置的模块，所述接收机天线包括具有多个可重新配置的元素的一个阵列，该模块包括：

用于建立用于 N 个天线阵列配置中的至少一个的接收机查找表的模块，所述接收机查找表包括不同的无线信道情况之间区别的天线相关参数，

用于估计用于所述天线相关参数的少于 N 个天线阵列配置的值的模块，以及

用于至少部分地基于这样估计的值和使用所估计的值从接收机查找表检索的阵列配置来设置用于所述接收机天线的所述天线阵列配置的模块。

22. 根据权利要求 21 所述的系统，其中所述天线相关参数包括如下项中的至少一个：信噪比 SNR、角度扩展 AS、发射 / 接收信道矩阵的倒数条件数 D_{α}、发射 / 接收相关矩阵的倒数条件数 D_{λ} 和延迟扩展 DS。

23. 根据权利要求 22 所述的系统，进一步包括用于选择用于发射机天线阵列的天线阵列配置的模块，所述发射机天线包括具有多元可重新配置元素的一个阵列，该模块包括：

用于建立用于 N 个天线阵列配置中的至少一个的发射机查找表的模块，所述发射机查找表包括用于 SNR、AS、D_{α}、D_{λ} 和 DS 的至少一个的值，

用于使用在发射机天线处计算出的 SNR 的值从所述发射机查找表中检索出用于所述发射机天线的天线阵列配置的模块，以及

用于基于检索到的用于所述发射机天线的天线阵列配置为所述发射机天线设置所述天线阵列配置的模块。

24. 根据权利要求 23 所述的系统，其中，用于检索出用于所述发射机天线的天线阵列配置的模块，还使用由接收机处理器计算并向发射机处理器提供的、在发射机天线处的 D_{λ}，以从所述发射机查找表中检索出用于所述发射机天线的天线阵列配置。

25. 根据权利要求 21 所述的系统，进一步包括：用于调整连接装置以将所述天线阵列

配置重新配置为所设置的天线阵列配置的模块。

26. 根据权利要求 25 所述的系统，其中，所述连接装置包括 PIN 二极管、MEMS 开关、FET 晶体管、可变电感器和 / 或可变电容器。

27. 根据权利要求 21 所述的系统，其中，所述可重新配置天线阵列配置包括圆形贴片天线阵列。

28. 根据权利要求 21 所述的系统，其中，所述估计值根据在数据分组中接收到的信息来进行估计，其中，每个数据分组中的一部分被分配用于信道估计。

29. 根据权利要求 21 所述的系统，其中，所述接收机天线阵列使用线性或非线性接收机来执行信道估计。

30. 根据权利要求 23 所述的系统，其中，发射功率在所述发射机天线阵列的阵列元素之间被相等地分布。

31. 根据权利要求 23 所述的系统，其中，发射功率在所述发射机天线阵列的阵列元素之间被自适应地分布。

32. 根据权利要求 21 所述的系统，其中，所述多个可重新配置的元素在无线通信系统中使用。

33. 根据权利要求 32 所述的系统，其中，所述无线通信系统采用波束成形、空间多路复用或空时分集传输方案。

34. 根据权利要求 32 所述的系统，其中，所述无线通信系统包括 :无线局域网、无线个人局域网、无线自组织网络、传感器网络、无线主体局域网、雷达系统、卫星通信网络、3G 蜂窝网络和 / 或 4G 蜂窝网络。

用于在 MIMO 系统中选择可重新配置天线的系统和方法

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求于 2009 年 1 月 26 日提交的美国临时专利申请序列号 61/147,365 的优先权，其全部内容通过引用合并于此，如完全在此进行阐述。

[0003] 联合发起研究的声明

[0004] 在此的公开的各部分可以部分地由国家科学基金会的授权（授权号 No.CNS-0322795、CNS-0322797 和 ECS-0524200）支持。美国政府具有本发明中的特定权利。

技术领域

[0005] 本发明主要涉及多元天线系统领域。具体地，本发明涉及用于在 MIMO、SIMO 和 MISO 系统中有效地使用多元可重新配置天线的系统和方法。

背景技术

[0006] 最近的研究显示，采用可重新配置天线可以改善由多输入多输出 (MIMO)、单输入多输出 (SIMO) 和多输入单输出 (MISO) 系统提供的增益，如在 " Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems " (IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, no.3,2008，由 D.Piazza, N.J.Kirsch, A.Forenza, R.W.Heath Jr. 和 K.R.Dandekar 发表）；" A MIMO system with multifunctional reconfigurable antennas " (IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.5, no.31, pp.463-466,2006, 由 B.A.Cetiner, E.Akay, E.Sengul 和 E.Ayanoglu 发表）；" Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems " (IEEE Communications Magazine, vol.42, no.12, pp.62-70,2004，由 B.A.Cetiner, H.Jafarkhani, Jiang-Yuan Qian, Hui Jae Yoo, A.Grau 和 F.De Flaviis 发表）；" Maximizing MIMO capacity in sparse multipath with reconfigurable antenna arrays" (IEEE Journal of S elected Topics in Signal Processing, vol.1, no.1, pp.156-166,200，由 A.M.Sayeed 和 V.Raghavan 发表）；以及 " Two port reconfigurable circular patch antenna for MIMO systems " (Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP,2007 年，由 D.Piazza, P.Mookiah, M.D' Amico 和 K.R.Dandekar 发表）中所解释的。这些天线根据无线信道的传播特性，自适应地改变它们的电气和辐射性质，以便于在给定通信系统中的发射和接收天线之间提供强信道 (strong channel)。

[0007] 为了最好地使用这样的可重新配置天线，有必要知道用于每个天线配置的发射机和接收机之间的信道响应，如在“A reconfigurable multiple-input multiple-output communication system”(IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.7, no.5, 2008 年，由 A.Grau, H.Jafarkhami 和 De Flaviis 发表）中所示的。然而，在上述论文中描述的在发射机和在接收机处估计用于每个天线配置的信道响应被证明为耗电的，并且对可重新配置的 MIMO、MISO 和 SIMO 系统的性能具有有害效果。对通信系统的性能的信道估计

的负面影响与天线配置的数目成比例地增加，达到由不完全信道估计导致的损失可能高于由可重新配置天线提供的容量增益的点。

[0008] 为了克服该信道估计问题，在此提供了一种方法，该方法允许线性和非线性多元可重新配置天线在没有任何额外功耗和对传统的不可重新配置 MIMO、SIMO 或 MISO 系统的数据帧进行任何修改的情况下，在接收机处选择天线配置。该配置选择方案并不旨在最大化用于每个特定信道实现的吞吐量，而是选择平均上增加通信链路的谱效率的天线配置。

[0009] 以下示出的自适应算法被示出为对图案可重新配置天线有效，但是其用途还可以被扩展至其他种类的天线。因为图案可重新配置天线在关于利用空间或极化分集的天线的 MIMO、SIMO 或 MISO 通信中的优点，所以选择图案可重新配置天线。与极化分极天线类似，图案分集天线允许系统设计者减少在通信设备上所占用的天线空间，解决在传统多元天线系统中阻碍天线被远离放置的尺寸和成本的约束，如在″ Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels″ (IEEE Transactions on Communications，vol.54，no.5，pp.943-954，2006 年，由 A.Forenza 和 R.W.Heath Jr 发表）中教导的。

[0010] 而且，与极化可重新配置天线不同，图案可重新配置天线可以在不需要在发射机和接收机处同时切换天线配置以供极化对准的情况下被有效地使用。而且，与极化可重新配置天线不同，图案可重新配置天线允许每个天线元素的理想无限数目 (infinitive number) 的完全不相关图案的生成，以便于最佳地调谐用于最高谱效率的无线信道。根据本发明提出配置选择方案分析通过可重新配置圆形贴片 (patch) 天线可实现的性能，如在″ Two port reconfigurable circular patch antenna for MIMO systems″ (roceedings of the European Conference on Antennas and Propagation，EUCAP，2007，由 D.Piazza，P.Mookiah，M.D′ Amico 和 K.R.Dandekar 合著）中描述的。如在 D.Piazza 的论文中所描述的，这些天线能够通过改变圆形平板的半径来动态地改变它们的图案。在遍历信道容量和误码率 (BER) 方面，使用分簇信道模型来进行对这些可重新配置圆形贴片天线 (PCPA) 的性能的分析，如在“TGn channel models″ (IEEE 802.11-03/940r4，2004，由 V.Erceg 等人发表）中教导的。

[0011] 通过该方法，阵列配置选择直接关联于 i) 无线信道的空间特性（角功率谱的角度扩展 (angle spread)，ii) 可重新配置阵列的单元之间存在的图案分集的等级，iii) 各种天线配置之间的辐射效率和输入阻抗的差异，以及 iv) 平均系统信噪比 (SNR)。对多元可重新配置天线最佳的天线选择方案是期望的并且在此进行描述。

发明内容

[0012] 根据本发明所提出的多元天线选择方案选择用于多元可重新配置发射机和 / 或接收机天线的天线阵列配置。该系统包括：包括多个可重新配置单元的发射机天线阵列和接收机天线阵列中的至少一个；以及处理器，该处理器实现用于选择天线阵列配置的软件，并且还建立用于至少一个天线阵列配置的查找表。提供可以通过处理器调节以重新配置天线阵列配置的连接装置，诸如，PIN 二极管、MEMS 开关、FET 晶体管、可变电感器和 / 或可变电容器。可重新配置天线阵列配置可以是但不限于，圆形贴片天线阵列。接收机天线阵列还可以使用线性或非线性接收机来执行信道估计。发射功率可以在发射机天线阵列的阵列

元素之间相等地被分配，或者其可以在发射机天线阵列的阵列元素之间自适应地被分配。

[0013] 多个可重新配置的元素可以在多种无线通信系统中使用，包括但不限于：采用波束成形、空间多路复用、空时分集传输方案的系统、无线局域网、无线个人局域网、无线自组织网络、传感器网络、无线个体局域网、雷达系统、卫星通信网络、3G 蜂窝网络、和 / 或 4G 蜂窝网络。

[0014] 处理器建立天线阵列配置的查找表，其包括但不限于，表示信噪比 (SNR)、角度扩展 (AS)、倒数条件数 (D_o)、发射 / 接收相关性矩阵的倒数条件数 (D_λ)、以及延迟扩展 (DS) 的值。可以用于建立查找表的附加元素包括：电磁分簇信道模型、电磁射线跟踪模拟、信道测量或系统性能矩阵，诸如信道容量、数据传送速率、误码率、分组错误率、或发射功率量。这些值可以从在数据分组中接收到的信息来估计，其中，每个数据分组中的一部分被分配用于信道估计。

[0015] 针对多种天线阵列配置估计每个阵列元素的值。针对发射机和 / 或接收机天线来设置天线阵列配置。还可以确定和使用用于所选阵列配置的信号相关性来确定信道倒数条件数 D_λ。可以确定和使用用于当前阵列配置的信道转移矩阵来确定信道倒数条件数 D_o。

[0016] 可以基于用于建立查找表的阵列配置来选择查找表。还可以基于 SNR 的直接测量来选择查找表。可以使用倒数条件数信息来估计 AS。

[0017] 阵列配置优选地可以被设置为具有总辐射图案的可重新配置阵列，其保证在进入信号的平面内的准全向覆盖。这样选择的所选择的天线阵列配置可以影响辐射图案的形状、辐射图案的极化和 / 或天线阵列的阵列元素之间的分离。

附图说明

[0018] 图 1(a) 和图 1(b) 图示了具有两种 (图 1(a)) 和三种 (图 1(b)) 天线配置的可重新配置圆形贴片天线 (RCPA) 的示意图，同时图 1(c) 图示了在用于不同电磁模式的 RCPA 的两个端口处在方位角平面中激励的辐射图案。

[0019] 图 2 图示了作为基板电介质介电常数的函数的用于不同天线配置的 RCPA 辐射效率。

[0020] 图 3(a) 图示了作为用于在接收机处采用 RCPA-1 的 2X 2MIMO 系统的角度扩展 (AS) 的函数的用于三种不同天线配置的信道容量曲线，同时图 3(b) 图示了当相对于采用在模式 TM21、TM31 和 TM41 下操作的圆形贴片天线的不可重新配置天线系统在同一 2X 2MIMO 系统中使用 RCPA-1 时可实现的作为 AS 的函数的百分比容量改善。

[0021] 图 4 图示了作为用于采用 (a) 在接收处的 RCPA-2 和 (b) 具有用于所有天线配置的单一辐射效率的理想 RCPA(其中，SNR = 5dB) 的 2X2MIMO 系统的角度扩展的函数的用于三种不同天线配置 (TM21、TM31、TM41) 的信道容量曲线。

[0022] 图 5 图示了用于三种不同天线配置的信道容量曲线，作为在接收机处采用 RCPA-1 的 2X 2MIMO 系统的角度扩展的函数，用于 (a)SNR = 0 和 (b)SNR = 20dB。

[0023] 图 6 图示了角度扩展交叉点相对于用于配置 TM21X TM31 和 TM31X TM41 的 SNR。

[0024] 图 7 图示了倒数条件数 D_λ，作为在 2X 2MIMO 系统中的接收机处使用的天线配置 TM21 的角度扩展的函数。

[0025] 图 8(a) 图示了可实现信道容量，作为用于 2X 2MIMO 系统的角度扩展 (AS) 的函

数，并且图 8(b) 图示了百分比容量改善，作为用于在接收机处采用 RCPA-1 的同一 MIMO 系统的 AS 的函数。

[0026] 图 9 图示了可实现信道容量，作为用于在接收机处具有 RCPA(RCPA-1) 的 2X 6MIMO 的角度扩展 (AS) 的函数。

[0027] 图 10 图示了 BER 相对于用于在接收机处具有 RCPA-1 的 2X 2MIMO 系统的 SNR。

[0028] 图 11 图示了解释基于当前阵列配置选择适当组查找表的流程图。

[0029] 图 12 图示了可以用于选择已知用于参考配置 TM_{21} 的 SNR 和 D_{λ} 的天线配置的采样查找表。

[0030] 图 13 图示了用于不同参考天线配置的一组采样查找表。

[0031] 图 14 图示了用于选择已知 (a) 用于参考配置 TM_{21} 的 SNR 和 D_{o} 和 (b) 用于参考配置 TM_{21} 的 SNR 和 DS 的天线配置的采样查找表。

具体实施方式

[0032] SIMO 和 MISO 系统分别仅在接收机和在发射机处采用多元天线，同时 MIMO 系统在通信链路的两端采用多元天线。在以下说明中，MIMO 通信系统被认为是示例性实施例，但是本领域技术人员将认识到，所有的结果还适用于 SIMO 和 MISO 系统。

[0033] 与传统不可重新配置多元天线系统不同，在可重新配置 MIMO 系统中，发射 / 接收阵列的每个天线元素都能够改变其辐射图案特征 (即，图案、极化或二者)。改变每个天线元素的辐射性质已经被示为是适用于在发射机和接收机之间的无线信道的改变条件的有效技术。通过适当地选择阵列配置，能够选择允许最高吞吐量的信道情况。

[0034] 采用可重新配置阵列的 MIMO 系统能够具有 P 种不同配置。假设平坦衰落信道，在接收机处收集的信号通过以下关系与从发射机外出的信号相关 :

[0035] $y_{p;q} = H_{p;q}x_{p;q}+n_{p;q}$

[0036] 其中，$y_{p;q} \in C^{N\times 1}$ 是在接收机阵列处的信号矢量，$x_{p;q} \in C^{M\times 1}$ 是在发射天线阵列处的信号矢量，$n_{p;q} \in C^{N\times 1}$ 是方差为 σ_n^2 的复杂加性高斯白噪声 (AWGN) 矢量，并且 $H_{p;q} \in C^{N\times M}$ 是信道转移矩阵。子下标第 p 个和第 q 个指分别在发射机和接收机多元天线处采用的阵列配置。

[0037] 根据克罗内克 (Kronecker) 模型，转移信道矩阵 Hp ;q 被定义为 :

[0038] $$H_{p;q} = R_{RX_q}^{1/2} H_{\omega} R_{TX_p}^{1/2}$$

[0039] 其中，RTXp 和 RRXq 分别表示分别用于接收阵列的第 p 个配置和用于发射阵列的第 q 个配置的接收和发射空间相关性矩阵。$H_{\omega} \in C^{N\times M}$ 是复杂高斯衰落系数的矩阵。为了执行对信道响应的估计 Hp ;q，考虑导频辅助估计，其使用最小均方差 (MMSE) 接收机。由 L 个符号构成的训练序列在 K 个符号时段内被发射，并且由接收机使用，以估计信道响应。通常，指配给不同发射天线的导频信号彼此正交。该假设暗示每个导频序列的总发射数据等于 K-LM 个符号。

[0040] 发射功率在 M 个发送天线元素之间均匀分布。然后，数据符号的振幅可以被表达为 :

[0041] $$A=\sqrt{\frac{K}{((K-LM)+\alpha^2 L)}\frac{P_{av}}{M}}$$

[0042] 其中，Pav 是来自所有发射天线的平均发射功率，并且 α 是使数据符号的振幅与训练符号 Ap 的振幅相关的参数，使得 $A_p=\alpha A$。然后，通过下式给出分配给训练符号的功率的百分比 α ：

[0043] $$\mu=\frac{L\alpha^2}{(K-LM)+L\alpha^2}100[\%]$$。

[0044] 对于这样的通信系统，假设非常了解在发射机和在接收机处的空间相关性信息，可实现遍历信道容量的下限可以被定义为：

[0045] $$C\geq\frac{K-LM}{K}E_{\hat{H}_{p;q}}[\log_2\det(I+\frac{P_{av}}{M}\hat{H}_{p;q}\hat{H}^{+}_{p;q}(\gamma+\sigma_n^2 I)^{-1})]$$

[0046] 其中，$\hat{}$Hp ;q 是估计的转移信道矩阵，并且 fi 是随机矢量 $H_e x_{p;q}$ 的协方差矩阵，H_e 是关于 H_ω 的 MMSE 估计误差（即 $H_e=\bar{H}_\omega-H_\omega$）；I 是 NXN 单位矩阵，并且 (y) 表示复杂共轭转置操作。注意，引入项 $\frac{K-LM}{K}$，这是因为每个发射天线的 L 个临时签名被分配给导频。协方差矩阵 α 被定义为：

[0047] $$\gamma=\sigma^2_{H_e}P_{av}R_{RX_q}$$

[0048] 其中，$\sigma^2_{H_e}$ 是关于 Hw 的 MMSE 估计误差的方差。对于该通信系统，$\sigma^2_{H_e}$ 被定义为：

[0049] $$\sigma^2_{H_e}=\left(\frac{1}{1+\frac{\rho_P L_P}{M}}\right)$$

[0050] 其中，$\rho_P=\frac{\alpha A}{\sigma_n^2}$ 和 Lp 是 L 的子训练序列的长度，被分配以估计用于在发射机和在接收机处的特定天线配置的信道转移矩阵（$L_p\in(0,L]$）。注意，当 α 接近 1 时，遍历信道容量是假设在接收机处的最佳信道状态信息 (p-CSI) 的系统的容量。

[0051] 可重新配置天线的一个优选实施例包括可重新配置圆形贴片天线 (RCPA)。用于重新配置 RCPA 的连接装置可以包括设置 PIN 二极管、MEMS 开关、FET 晶体管、可变电感器和 / 或可变电容器。RCPA 是可以通过改变圆形平板的尺寸动态地改变它们的辐射图案形状的天线。每个天线都具有两个馈电点，并且用作两个元素阵列。如图 1 所示，天线结构上的两个馈电点被分离，使得在两个端口（端口 1 和端口 2）处激励的辐射图案彼此正交。通过同时接通和关断在径向上位于天线上的开关，能够改变天线结构上的当前分布，并且激励不同 TM 电磁模式，每个模式与特定形状的辐射图案相对应。针对第 n 个 TM 电磁模式的由天线的每个端口在远场中激励的电场分量被定义为圆形贴片天线 ρ 的函数 ρ ：

[0052] $$E^{(n)}_{\theta,1}(\phi,\theta)=e^{\frac{jn\pi}{2}}\frac{e^{-jk_0 d}}{d}\frac{V_0}{2}k_0\rho[J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta)-J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta)]\cos[n(\phi-\phi_0)]$$

[0053] $$E^{(n)}_{\phi,1}(\phi,\theta)=-e^{\frac{jn\pi}{2}}\frac{e^{-jk_0 d}}{d}\frac{V_0}{2}k_0\rho[J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta)+J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta)]\cos\theta\sin[n(\phi-\phi_0)]$$

[0054] $$E^{(n)}_{\theta,2}(\phi,\theta)=e^{\frac{jn\pi}{2}}\frac{e^{-jk_0 d}}{d}\frac{V_0}{2}k_0\rho[J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta)-J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta)]\sin[n(\phi-\phi_0)]$$

[0055] $$E_{\phi,2}^{(n)}(\phi,\theta)=-e^{\frac{jnx}{2}}\frac{e^{-jk_0d}}{d}\frac{V_0}{2}k_0\rho[J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta)+J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta)]\cos\theta\cos[n(\phi-\phi_0)]$$

[0056] 其中，$E_{\theta,\langle1,2\rangle}$和 $E_{\phi,\langle1,2\rangle}$是在 RCPA 的端口 1 和端口 2 处激励的电场的 θ 和 Φ 分量。$J_n(k_0\rho\sin\theta)$ 是第一种类和阶数 n 的贝塞尔函数；fi0 是与天线上的馈电点相对应的参考角；V0 是在 Φ ＝ 0 处的边缘电压；k0 是波数；并且 d 是与天线的距离。改变天线的半径，不同电磁模式可以根据下式被激励：

[0057] $$\rho=\frac{x_n'\lambda}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}$$

[0058] 其中，ε_r是基板的介电常数，λ 是波长，并且 x'_n是贝塞尔函数 Jn 的导数的第一次归零。

[0059] 该实施例包括能够在两个端口处激励三种不同电磁模式（即，配置）的 RCPA：TM21、TM31 和 TM41。通过这样的 RCPA，在方位角平面中激励的辐射图案如图 1(c) 所示。对于同一天线配置，在 RCPA 的两个端口处激励的图案彼此正交，并且波瓣的数目及其波束宽度在不同 RCPA 模式的辐射图案之间发生改变。为了量化在 RCPA 的端口处激励的辐射图案之间存在的分集的等级，可以使用空间相关性系数$\hat{r}_{j,k,l,m}$，其被定义为：

[0060] $$\hat{r}_{j,k,l,m}=\frac{\int_{4\pi}P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)\underline{E}_{l,m}^{t}(\Omega)d\Omega}{\left[\int_{4\pi}P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)|^2\,d\Omega\int_{4\pi}P(\Omega)|\underline{E}_{l,m}(\Omega)|^2\,d\Omega\right]^{1/2}}$$

[0061] 其中，j 和 l 定义阵列端口，并且 k 和 m 分别定义在端口 j 和 l 处的天线配置。$\underline{E}_{j,k}(\Omega)$是立体角 Ω ＝（φ，θ）上在端口 j 处的配置 k 的辐射图案。P(Ω) 是描述入射多路径场分布的概率密度函数。对于强散射环境，P(Ω) 被均匀地分布（即，P(Ω) ＝ 1/4π）。表 I 示出在用于每个天线配置（$\hat{r}_{j,k,l,m}$）的阵列的两个端口处激励的辐射图案之间存在的分集的等级，同时表 II 报告在不同天线配置（$\hat{r}_{j,k,l,m}$）之间存在的分集的等级。

[0062] 表 I

[0063] 在用于同一配置的 RCPA 的两个不同端口处激励的图案之间的空间相关性 - $\hat{r}_{1,k,2,k}$

[0064]

$\hat{r}_{1,TM_{21},2,TM_{21}}$	$\hat{r}_{1,TM_{31},2,TM_{31}}$	$\hat{r}_{1,TM_{41},2,TM_{41}}$
0.63	0.63	0.63

[0065] 通过该实例可以看出，在阵列的两个端口处激励的辐射图案之间的相关性值小得足以使所有配置（≤0 ： 7）提供显著的分集增益。表 II 示出了不同配置之间的相关性在所有状态下约为 0 ： 8。虽然该值很大，但是阵列配置之间的差异高得足以提供关于不可重新配置圆形贴片天线的空间效率和 BER 方面的改善。

[0066] 表 II

[0067] 在 RCPA- $\hat{r}_{1,k,1,m}$的相同端口处激励的图案之间的空间相关性

[0068]

	$\underline{E}_{1,TM_{21}}$	$\underline{E}_{1,TM_{31}}$	$\underline{E}_{1,TM_{41}}$
$\underline{E}_{1,TM_{21}}$	1	0.80	0.85
$\underline{E}_{1,TM_{31}}$	0.80	1	0.81
$\underline{E}_{1,TM_{41}}$	0.85	0.81	1

[0069] 各种天线配置（以及电磁模式）之间的差异不仅在于所激励的辐射图案的形状，而且还在于辐射效率 η 的等级，η 被定义为：

[0070] $$\eta = \frac{Q_T}{Q_R}$$

[0071] 其中，QT 是天线总质量因数，并且 QR 是辐射质量因数；QT 考虑电介质、传导和辐射损失，同时 QR 是仅用于辐射损失的品质因数。对于圆形贴片天线，它们被定义为：

[0072] $$Q_T = \left(\frac{1}{h\sqrt{\pi\mu f\sigma}} + \tan\delta + \frac{h\mu f (k_0\rho)^2 I_1}{240\left[x_n'^2 - n^2\right]} \right)^{-1}$$

[0073] $$Q_R = \left(\frac{240\left[x_n'^2 - n^2\right]}{h\mu f (k_0\rho)^2 I_1} \right)$$

[0074] 其中，f 是操作频率，μ 是基板介质磁导率，h 是基板厚度，并且 σ 是用于构建圆形平板的材料的传导率。tan δ 是考虑到基板损失的品质因数，并且 I_1 被定义为：

[0075] $$I_1 = \int_0^{\pi} [(J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta) - J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta))^2 +$$

[0076] $$+ (\cos\theta)^2 (J_{n+1}(k_0\rho\sin\theta) + J_{n-1}(k_0\rho\sin\theta))^2] \sin\theta d\theta$$

[0077] 在图 2 中，辐射效率被报告为用于以 5 ： 2GHz 匹配并且在厚度为 h ＝ 0 ： 159mm 以及 tan δ ＝ 0 ： 0009 的基板上建立的 RCPA 的不同配置的介电常数的函数。可以认识到，辐射效率的等级对于每个天线配置是不同的，这对于在文献中提出的大多数电可重新配置天线来说是成立的。对于 RCPA，注意，较低电磁模式比较高模式更高效。而且，当介电常数值增加时，辐射效率减小。用于选择算法的 RCPA 的两个优选实施例在天线基板和辐射效率的等级方面不同。这两个天线的主要特性的概要在以下的表 III 中报告。

[0078] 每个集群被表征为平均到达角 (AOA) Ω_c，其中，Ω_c＝（Φ_c，θ_c）表示由方位角（Φ_c）和仰角（θ_c）分量构成的立体角。根据系统带宽，跨不同传播路径的过多延迟可能是不可解决的。在该情况下，用偏移量 Φ 来定义多个 AOA 关于集群（Φ_c）的平均 AOA。根据对功率角谱 (PAS) 建模的特定概率密度函数 (PDF) 来生成该到达角。PAS 的方差是集群的角度扩展 (AS) 的度量 σ_Φ。

[0079] PAS 被定义为 $P(\Omega) = P_\Phi(\Omega) + P_\theta(\Omega)$，其中，$P_\Phi$ 和 P_θ 是入射场的 $\hat{\phi}$ 和 $\hat{\theta}$ 分量的角功率密度。还假设大多数散射的功率在方位角方向上传播。因此，$P(\Omega) = Q(\Omega) * \delta(\Phi - \Phi_c)\,\delta(\theta - \pi/2)$，其中，* 表示卷积算子，并且 Q(Ω) 根据缩短的拉普拉斯分布生成。

[0080] 在多元天线的第 j 个和第 1 个端口处激励的第 k 个和第 m 个图案配置之间的空间相关性（包括无线信道的效果）可以被定义为：

[0081] $$r_{j,k,l,m} = \sqrt{\left(1 - \left|S_{11_j}\right|^2\right)\eta_{j,k}\left(1 - \left|S_{11_i}\right|^2\right)\eta_{l,m}} \times \hat{r}_{j,k,l,m} =$$

[0082] $$= \sqrt{\left(1 - \left|S_{11_j}\right|^2\right)\eta_{j,k}\left(1 - \left|S_{11i}\right|^2\right)\eta_{l,m}} \times \frac{\int_{4\pi} P(\Omega)\underline{E}_{j,k}(\Omega)\underline{E}^{+}_{l,m}(\Omega)d\Omega}{\int_{4\pi} P(\Omega)\left|\underline{E}_{ref}(\Omega)\right|^2 d\Omega}$$

[0083] 其中，$[\int_{4\pi} P(\Omega)\left|\underline{E}_{j,k}(\Omega)\right|^2 d\Omega \int_{4\pi} P(\Omega)\left|\underline{E}_{l,m}(\Omega)\right|^2 d\Omega]^{1/2} = \int_{4\pi} P(\Omega)\left|\underline{E}_{ref}(\Omega)\right|^2 d\Omega$

[0084] 通过 $\underline{E}_{ref}(\Omega)$ 来设置，$\underline{E}_{ref}(\Omega)$ 是用作用于空间相关性系数的泛化因数的参考天线

配置的电场。S_{11}是在天线输入端口处的电压反射系数，并且 η 是天线辐射效率。

[0085] 两个端口 RCPA 的理论空间相关性系数可以被表达为：

[0086] $$r_{l,m,l,m}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{\left(1-\left|S_{11_{l,m}}\right|\right)\eta_{l,m}}{\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\right)}\frac{(n\sigma_\phi)^2}{1+2(n\sigma_\phi)^2}\times$$

[0087] $$\times\left[1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}+\frac{\cos^2(n\phi_c)}{(n\sigma_\phi)^2}\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\cos(n\pi)\right)\right]$$

[0088] $$r_{j,k,j,k}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{\left(1-\left|S_{11_{j,k}}\right|\right)\eta_{j,k}}{\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\right)}\frac{(n\sigma_\phi)^2}{1+2(n\sigma_\phi)^2}\times$$

[0089] $$\times\left[1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}+\frac{\sin^2(n\phi_c)}{(n\sigma_\phi)^2}\left(1-e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi}\cos(n\pi)\right)\right]$$

[0090] $$r_{j,k,l,m}(\phi_c,\sigma_\phi)=\frac{\sqrt{\left(1-\left|S_{11_{l,m}}\right|\right)\eta_{l,m}\left(1-\left|S_{11_{j,k}}\right|\right)\eta_{j,k}}}{2}\frac{(\sin n\phi_c)}{1+2(n\sigma_\phi)^2}$$

[0091] 其中，假设$\int_{4\pi}P(\Omega)\left|\underline{E}_{ref}(\Omega)\right|^2d\Omega=1$。描述无线信道的功率角谱的输入阻抗、效率和 AS 用作空间相关性系数的比例因数。知道用于每个天线配置的空间相关性系数允许计算转移信道矩阵 Hp，q。在此仅考虑单侧相关 MIMO 信道。具体地，RCPA 仅在接收机处使用，同时在发射机处，假设 RTX ＝ I。作出该假设是因为独立于发射机，可能提出出现用于接收机的天线配置选择技术。RTX ＝ I 的事实不影响以下分析，其对于 RTX 6 ＝ I 来说不改变。

[0092] 然后，对于每个 RCPA 配置可实现的遍历信道容量可以被计算用于在接收机处的最佳信道状态信息的情况（α →∞），如以下所讨论的。以下分析在单集群模型中执行，并且使用配置 TM21 作为参考天线来确定空间相关性信息。

[0093] 在图 3(a) 中所示的另一实施例中，对于可重新配置圆形贴片天线的一些配置可实现的平均信道容量被报告为 PAS 的 AS 的函数，其中 SNR ＝ 5dB。遍历信道容量值在进入 PAS 的所有方位角（$\Phi_c\in[0,2\pi)$）上被平均。注意，信道容量的这些结果已经被确定用于在 Rogers RT-duroid 5880 基板上建立的 RCPA 并且用于对所有天线配置 (RCPA-1) 最佳匹配的条件。表 III 提供了天线相关参数的概述。可实现平均信道容量根据 PAS 角度扩展的函数而改变。具体地，每种天线配置都优于用于特定范围的角度扩展的其他天线配置。在图 4 中，图 3(a) 的相同遍历信道容量被提供用于在 Rogers R03003 基板 (RCPA-2) 上建立的 RCPA。还在表 III 中描述了用于 RCPA-2 的参数。如在该表中所示的，RCPA-2 被表征为关于 RCPA-1 的辐射效率的不同值。图 3(a) 与图 4 的比较示出，信道容量轨迹的交叉点随着配置的辐射效率的函数而改变。该效果可以通过查看相对于具有用于所有其配置（图 4(b)) 的单位效率的理想 RCPA 的平均信道容量曲线来更好地进行解释。在该情况下，配置 TM41 优于用于低 AS 的其他配置，同时对于大 AS，所有配置等同地执行。这发生是因为，在低 AS，较高阶数模式被表征为关于较低模式的较大图案分集，同时在高 AS，图案分集的等级对于所有天线模式都是类似的。另一方面，对于较低阶数模式比较高模式更大的辐射效率确定配置 TM21 在高 AS 具有最好性能，如图 3(a) 和图 4 中所描绘的。如果在不同天线配置中存在输入阻抗的改变，则可以得出类似结论。

[0094] 表 III

[0095] RCPA 特性

[0096]

	RCPA-1	RCPA-2
基板	Rogers RT-duroid 5880	Rogers RO3003
ε_r	2.2	3
ηTM_{21}	0.94	0.88
ηTM_{31}	0.91	0.81
ηTM_{41}	0.87	0.66
ρTM_{21}	0.33 λ	0.28 λ
ρTM_{31}	0.45 λ	0.39 λ
ρTM_{41}	0.57 λ	0.49 λ
S_{11}	0	0

[0097] 一旦知道平均系统 SNR，这些结果就证明能够基于 PAS 角度扩展知识在接收机处选择天线配置。在图 3(b) 中，当相对于不可重新配置天线系统使用 RCPA 时可实现百分比容量改善（即，在模式 TM21、TM31 和 TM41 下操作的固定半径圆形贴片天线）。注意，对于图 3(b) 的系统，相对于不采用可重新配置天线的系统，使用角度扩展信息来在配置之间切换导致高达 5％的平均改善。

[0098] MIMO 系统的遍历信道容量不仅取决于空间相关性，而且取决于系统平均 SNR。在图 5 中，对于 RCPA-1 的不同配置可实现的平均信道容量被示出为 PAS 的 AS 的函数，其中 SNR ＝ 20dB（图 5(a) 并且 SNR ＝ 0dB（图 5(b)）。如期望的，与具有平均 SNR ＝ 5dB（图 8(a)）和 SNR ＝ 0dB 的同一系统相比，可实现信道容量对于具有 SNR ＝ 20dB 的系统来说较高。对于不同天线配置，容量曲线的角度扩展交叉点随着平均系统 SNR 的改变而位移。使用相同可重新配置天线，在 SNR ＝ 20dB 处，关于具有 SNR ＝ 0dB 的系统，AS 交叉点值较高。

[0099] 在图 6 中，用于配置 TM41-TM31 和 TM31-TM21 的 AS 交叉点被报告为系统平均 SNR 的函数，用于在接收机处采用 RCPA-1 的 MIMO 系统。当平均系统 SNR 的值增加时，AS 交叉点值也增加。该效果可以被解释为因为 MIMO 系统的信道容量可以以两种方式增加 :i) 增加系统分集 (system diversity) 和 ii) 增加接收到的信号功率的量。系统分集在天线相关性系数中反映，同时接收到的信号功率受天线效率和输入阻抗影响。直观地，在高 SNR，由于接收到的功率量没有通过改变天线效率和输入阻抗而被较大地修改，所以天线分集的等级是对可实现信道容量的主要贡献。代替地，在低 SNR，天线效率和输入阻抗的小的改变可能很大地影响接收到的信号功率的量，并且因此天线效率和输入阻抗是对信道容量趋势的主要贡献。

[0100] 如图 5(a) 中所示，在低 SNR，大多数有效天线 (TM21) 相对于其他配置都具有较大优点。另一方面，在高 SNR(图 5(b))，关于在较低 SNR 处的同一系统，具有最低空间相关性 (TM41) 的配置优于用于角度扩展的更多值的其他配置。

[0101] 基于以上观察，能够基于 PAS 角度扩展和平均系统 SNR 的知识来在接收机处选择天线配置。

[0102] 例如，在该实施例中，不同无线信道情况之间的区别的参数是发射 / 接收相关性矩阵的倒数条件数 ：

[0103] $$D_\lambda = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}$$

[0104] 其中，λ_{max}和 λ_{min}是发射和接收相关性矩阵的最大和最小特征值。

[0105] 在图 7 中，倒数条件数被描绘为用于在模式 TM21 下操作的 RCPA(RCPA-1) 的 PAS 的角度扩展的函数。对于 AS 的每个值，存在倒数条件数的相应值，特别是对于 AS 的低值，倒数条件数很高，并且反之亦然。假设在两种配置 (如图 3(a) 所示) 之间定义切换点的平均系统 SNR 和 AS 的值，可以作出到倒数条件数的映射。在表 IV 中，存在倒数条件数到 AS 区域的相应值的映射。

[0106] 表 IV

[0107] 对于 SNR ＝ 5dB 的角度扩展与倒数条件数的关系

[0108]

AS	D_λ	配置
[0°，13°)	(11，∞)	TM_{41}
[13°，23°)	(5，11]	TM_{31}
[23°，360°)	(0，5]	TM_{21}

[0109] 注意，假设图 3(a) 的结果，仅 D_λ的三个区域需要被指定 ；每个区域与在接收机处的具体天线配置相对应。该映射过程是必须的，因为 PAS 角度扩展难以进行估计，但是发射 / 接收空间相关性矩阵可以使用标准技术来进行估计。注意，映射过程随着平均系统 SNR 而改变，如在以下解释的。因此，类似于表 IV 中的一个，需要针对每个平均 SNR 值生成天线表。替代地，可以生成类似图 12 中的一个的两个条目表。根据该信道参数化，因此能够与平均 SNR 一起使用第二阶无线信道统计，以确定接收机阵列配置。注意，该方法允许系统在不需要估计对每个天线配置的信道响应的情况下，仅使用一种参考天线配置的空间相关性矩阵来选择天线配置。这大大简化了可重新配置 MIMO 系统 (以下进一步描述) 中的信道估计。在表 IV 和图 12 的示例中，天线配置 TM21 已经被选择为任意参考天线。

[0110] 不同无线信道情况之间的区别的另一参数是发射 / 接收信道矩阵的倒数条件数，被定义为 ：

[0111] $$D_\sigma = \frac{\sigma_{max}}{\sigma_{min}}$$

[0112] 其中，σ_{max}和 σ_{min}是发射和接收信道矩阵的最大和最小特征值。使用该参数建立的查找表的示例如图 14(a) 中所示。

[0113] 不同无线信道情况之间的区别的另一参数是延迟扩展DS。使用该参数建立的查找表的示例如图14(b)中所示。

[0114] 根据本发明，提供了一种用于在不估计用于每种天线配置的信道转移矩阵但是考虑分集、辐射图案形状和天线增益的效果的情况下选择天线配置的方法。这样的方法100可以参考图11总结如下：

[0115] 离线操作：

[0116] 1、使用例如上述电磁分簇信道模型方法将最佳天线配置映射到倒数和/或延迟扩展(DS)的范围的天线查找表(类似于图12)在步骤102中建立，一个用于每个平均SNR值。该信息可以在数据分组中被接收，其中每个数据分组被分配用于信道估计。

[0117] 在线操作

[0118] 2、平均系统SNR在步骤104处确定，并且用于选择被生成用于当前阵列配置的天线表的列。

[0119] 3、在发射机处的空间相关性矩阵Rt以及在接收机处的空间相关性矩阵Rr、转移信道矩阵H以及延迟扩展DS中的至少一个被确定用于参考天线配置。在步骤106处，在发射机处的空间相关性矩阵Rt以及在接收机处的空间相关性矩阵Rr用于确定信道倒数条件数D_λ，并且转移信道矩阵H用于确定当前阵列配置的倒数条件数D_σ。

[0120] 4、然后，在步骤106处确定的当前阵列配置在步骤108处用于选择适当查找表(参见例如图12至图14)。

[0121] 5、在步骤110，所选查找表的适当列基于所测量的SNR被选择。

[0122] 6、在步骤112处，D_σ和/或DS的倒数条件数D_λ的信息与天线表一起用于选择在步骤S114处设置的接收机处的天线配置。

[0123] 针对参考配置TM_{21}，在图12中示出由该方法使用的查找表的示例。还可以定义一组查找表，其中，每个查找表与阵列的具体参考天线配置相对应，如图13所示。

[0124] 所提出的选择算法要求信道二阶统计在配置选择过程中是恒定的。然后，可以使用标准技术进行空间相关性矩阵的估计。一旦信道相关性被估计并且天线配置被选择，导频序列的L个符号就可以用于估计用于信号检测的信道，如上所述。

[0125] 还注意，该方法的变体包括使用D_σ和DS信息选择天线配置的可能性。使用D_σ或DS信息建立的查找表的示例如图14所示，用于选择图1(b)的RCPA配置。其他变体包括使用电磁射线跟踪模拟来确定填充查找表所需要的值。

[0126] 还可以提供用于使用子训练序列来估计用于具体天线配置的转移信道矩阵的方法。根据该方法，然后可以计算可实现遍历容量。注意，与该选择方法相反，在此提出的选择算法总是具有Lp＝L，独立于接收机天线配置的数目。以该方式，可以获得信道矩阵的更好的估计，导致更好的信号检测，并且因此得到较高的可实现信道容量和较低BER。该技术通常基于最大化接收信噪比的信道情况来选择最佳天线配置，同时所提出的选择方案选择平均增加通信链路的空间效率的天线配置。可重新配置阵列具有在进入的信号的平面中保证准全向覆盖的总辐射。

[0127] 因此，本发明提供了一种用于估计仅用于单个天线配置的信道的方法，而不提供针对每个训练序列需要估计信道P次(每个天线配置一次估计)的选择方案。

[0128] 在图8(a)中，可实现信道容量被示作用于在接收机处为RCPA-1的2X 2MIMO系

统的角度扩展 (AS) 的函数，其采用 :(i) 包括非最佳信道估计的效果的所提出的选择方案 (所提出的算法 np-CSI)，(ii) 假设最佳信道估计所提出的选择方案 (所提出的算法 p-CSI)，(iii) 在估计用于包括非最佳信道估计的效果的所有可能配置的信号之后选择天线配置的算法 (标准 np-CSI) ;以及 (iv) 假设最佳信道估计标准算法 (标准 p-CSI)。还报告与在假设非最佳信道估计的不同模式下操作的不可重新配置圆形贴片天线可实现的信道容量相关的曲线。在图 8(b) 中，作为角度扩展 (AS) 的函数的百分比容量改善被示出用于在接收机处采用 RCPA-1 的同一 2X2MIMO 系统，其中所提出的选择算法与在不同模式 (所提出的有关 TM21、TM31 和 TM41) 下操作的不可重新配置天线系统和在穷尽估计用于所有可能配置的信道之后选择天线配置的 RCPA 系统 (所提出的相关标准 (np-CSI)，其中，SNR ＝ 5dB) 相关。

[0129] 在图 9 中，利用所提出的选择方案可实现的信道容量被确定用于仅在接收机处采用 RCPA 的 2X 6MIMO 系统，其中 SNR ＝ 5dB。MIMO 系统配置在表 V 中示出。在该情况下，在 Rogers RT-duroid 5880 基板 (RCPA-1) 上建立的三个 RCPA 在接收机处被使用，其中多个波长的空间分离达到相互不相关的程度。然后，使用能够在模式 TM21、TM31 和 TM41 之间进行切换的 RCPA 来在接收机 (P ＝ 102) 处选择十个可能阵列配置的总数。在发射机处，假设 RTX ＝ 1。由于天线配置的数目高于 2X 2MIMO 情况 (其中，P ＝ 3)，所以使用所提出的选择方案可实现的容量改善较高。改善几乎为 20％。如以上所解释的，阵列配置的数目越大，信道转移矩阵检测越差，并且因此信道容量越差。该问题通过所提出的选择方案来解决，该选择方案需要独立于阵列配置的数目来估计用于单个天线配置的信道。

[0130] 表 V

[0131] MIMO 系统配置

[0132]

	2×2MIMO 系统	2×6MIMO 系统
RCPA 类型	RCPA-1	RCPA-1
阵列配置状态 (P)	3	10
$\mu_{\text{所提出的算法}}$	6％	11％
$\alpha_{\text{所提出的算法}}$	0.44	0.58
$\mu_{\text{标准算法}}$	10％	20％
$\alpha_{\text{标准算法}}$	0.61	0.88

[0133] 在 BER 方面，已经针对在接收机处采用 RCPA-1 的 2X 2MIMO 系统进行了所提出的配置选择算法性能的分析。所考虑的调制方案是不进行任何附加编码的 BPSK。假设在包括 2X2MIMO 系统的两个单输入单输出 (SISO) 链路的接收机处的最佳去耦来计算 BER 值。

[0134] 相对于在穷尽估计用于每个配置的信道之后选择天线配置的标准选择算法，所提出的算法实现了可评估增益。使用所提出的算法，与标准算法相比，信道被更好地估计。具体地，在所提出的算法中，训练序列完全分配，以估计用于单个天线配置的信道，而不被分

配以估计用于所有可能阵列配置的信道。可以通过将具有最佳信道估计的系统（标准算法 p-CSI）的 BER 曲线与具有非最佳信道估计（所提出的算法 np-CSI 和标准算法 np-CSI）的系统的 BER 曲线进行比较，来更好地观察该效果。

[0135] 与标准算法不同，所提出的配置选择方案独立于阵列配置的数目估计用于单个天线配置的信道，并且因此信道估计的质量保持相同。然而，使用所提出的算法的系统的分集阶数相对于使用标准算法的系统而被降低 (degrade)。该分集阶数降低是由于下述事实而导致的：所提出的选择算法没有选择用于每个特定信道实现的最佳天线配置，而是选择平均增加通信链路的空间效率的天线配置。

[0136] 在图 10(a) 中，BER 相对于 SNR 被示出用于 2X 2MIMO 系统，在接收机处采用 RCPA-1，其采用：(i) 包括非最佳信道估计的效果的所提出的选择方案（所提出的算法 np-CSI），(ii) 在估计用于包括非最佳信道估计的效果的所有可能配置的信道之后选择天线配置的算法（标准 np-CSI），以及 (iii) 假设最佳信道估计的标准算法（标准 p-CSI）。关于在假设非最佳信道估计的不同模式下操作的不可重新配置圆形贴片天线的 BER 曲线还在 AS ＝ 10° 处被报告。

[0137] 在图 10(b) 中，相同 BER 曲线被示出用于 60° 的角度扩展。相对于在穷尽地估计用于每个配置的信道之后选择天线配置的系统，使用所提出的算法来实现类似增益。然而，可以观察到，与图 10(a) 的情况不同，在高 AS 处，所提出的算法通常选择配置 TM21。根据以上结果，联想到 TM21 平均优于其他配置。而且，在高 AS，BER 曲线斜率 (curve slope) 对于所有不同配置均保持相同；因此，由不同配置提供的分集的等级相同。对于所提出的算法（所提出的算法 np-CSI）和标准算法（标准算法 np-CSI），分集等级还影响 BER 曲线的趋势。与图 10(a) 的结果不同，在高 AS，BER 曲线斜率对于两个系统相同；因此，在高 AS，两个系统被表征为相同分集阶数。

[0138] 使用接收机处的可重新配置天线阵列的辐射图案与无线信道的统计模型（例如，分簇信道模型）一起预先计算图 13 中所示的该组查找表（每个阵列配置一个查找表）。RCPA 辐射图案和分簇信道模型被用于确定哪个阵列配置实现用于特定范围的 SNR 的最高信道容量和功率角谱的角度扩展（参见图 5 和图 6）。该信息用于建立图 13 的该组查找表。SNR 和 D_λ 被用作查找表的条目，以选择接收机处的阵列配置。设置天线阵列配置影响辐射图案的形状、辐射图案的极化和 / 或天线阵列的阵列元素之间的分离。发射功率可以在阵列元素之间被相等地分布或者在发射天线阵列的元素之间被自适应地分配。

[0139] 该组查找表被存储在处理单元上。假设接收机处的阵列配置被设置为配置 TM21，则处理单元运行以下算法：

[0140] 情况 1：

[0141] 1、接收机等待接收 N 个数据分组。

[0142] 2、最后 N 个数据分组用于测量接收空间相关性矩阵 R_R 和 SNR，并且计算 D_λ。在图 13 的情况下，SNR ＝ 6.5dB 并且 D_λ ＝ 27。

[0143] 3、由于配置 TM21 被使用，处理单元从该组查找表中选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0144] 4、SNR 的值圆整为所选查找表中所示的最接近的整数。在图 13 的情况下，SNR ＝ 5dB。

[0145] 5、SNR = 5dB 和 D_λ = 27 被用作用于所选查找表的条目，以便于定义在接收机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{31}。

[0146] 6、配置 TM_{31} 在通信链路的接收机处被设置，并且算法再次从 1 开始。

[0147] 在处理单元完成所有六个步骤之后，天线配置不改变的情况下，来自以上所示示例的改变可以如下：

[0148] 情况 2：

[0149] 1、接收机等待接收 N 个数据分组。

[0150] 2、最后 N 个数据分组用于测量接收信道空间相关性矩阵 R_R 和 SNR，并且计算 D_λ。在该情况下，SNR = 6.5dB，并且 D_λ = 5。

[0151] 3、由于配置 TM_{21} 被使用，处理单元从该组查找表选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0152] 4、SNR 的值被圆整为所选查找表中所示的最接近的整数。在该情况下，SNR = 5dB。

[0153] 5、SNR = 5dB 和 D_λ = 5 被用作用于所选查找表的条目，以便于定义在接收机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{21}。

[0154] 6、在通信链路的接收机处保持配置 TM_{21}。

[0155] 7、接收机等待接收一个数据分组。

[0156] 8、最后 N 个数据分组用于测量 R_R、SNR 并且计算 D_λ。在该情况下，SNR = 6.5dB 并且 D_λ = 27。

[0157] 9、由于配置 TM_{21} 被使用，处理单元从该组查找表选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0158] 10、SNR 的值被圆整为所选查找表中所示的最接近的整数。在该情况下，SNR = 5dB。

[0159] 11、SNR = 5dB 和 D_λ = 27 被用作用于所选查找表的条目，以便于定义在接收机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{31}。

[0160] 12、在通信链路的接收机处设置配置 TM_{31}，并且算法从情况 1 的步骤 1 再次开始。

[0161] 在发射机处和接收机处采用可重新配置天线系统的情况下，接收机和发射机将具有处理单元。假设配置 TM_{21} 最初在发射机和在接收机处使用，情况 1 将如下改变：

[0162] 情况 3.A(RX 和 TX)

[0163] 1、接收机等待接收 N 个数据分组。

[0164] 2、最后 N 个数据分组用于测量接收机处的 R_R、R_T 和 SNR。从 R_R 计算接收机处的 D_λ，同时从 R_T 计算发射机处的 D_λ。在该情况下，接收机处的 SNR = 6.5dB，并且接收机处的 D_λ = 27，并且发射机处的 D_λ = 52。

[0165] 3、接收机通过反馈信道将信息 D_λ = 52 发送到发射机处理单元。

[0166] 4、最后发射的 N 个数据分组用于测量发射机处的 SNR。在该情况下，发射机处的 SNR = 25dB。

[0167] 5、由于在发射机和在接收机处使用配置 TM_{21}，发射机和接收机处理单元从该组查找表中选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0168] 6、SNR 的值被圆整为所选查找表中所示的最接近整数。在该情况下，发射机处的 SNR = 5dB，并且接收机处的 SNR = 25dB。

[0169] 7、SNR = 5dB 和 D_λ = 27 用作用于接收机处的所选查找表的条目，以定义在接收机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{31}。

[0170] 8、SNR = 25dB 和 D_λ = 52 用作用于发射机处的所选查找表的条目，以定义在发射机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{41}。

[0171] 9、在通信链路的接收机处设置配置 TM_{31}，同时在发射机处设置配置 TM_{41}，并且算法从 1 再次开始。

[0172] 根据用户偏好，还可以实现以下改变：

[0173] 情况 3.B(RX 和 TX)

[0174] 1、接收机等待接收 N 个数据分组。

[0175] 2、最后 N 个数据分组用于测量 R_R、SNR，并且计算 D_λ。在该情况下，SNR = 6.5dB，并且 D_λ = 27。

[0176] 3、由于配置 TM21 被使用，处理单元从该组查找表中选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0177] 4、SNR 的值被圆整为所选查找表中所示的最接近的整数。在该情况下，SNR = 5dB。

[0178] 5、SNR = 5dB 和 D_λ = 27 被用作用于所选查找表的条目，以定义在接收机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{31}。

[0179] 6、在通信链路的接收机处选择配置 TM_{31}，同时发射机仍然使用配置 TM_{21}。

[0180] 7、发射机发送其他 M 个数据分组。

[0181] 8、接收机等待接收这些 M 个数据分组。

[0182] 9、最后 M 个数据分组用于测量 R_T，并且计算发射机处的 D_λ。在该情况下，发射机处的 D_λ = 52。

[0183] 10、发射机通过反馈信道将信息 D_λ = 52 发送到发射机处理单元。

[0184] 11、最后发送的 M 个数据分组用于测量发射机处的 SNR。在该情况下，发射机处的 SNR = 25dB。

[0185] 12、由于在发射机处使用配置 TM_{21}，发射机处理单元从该组查找表选择用于“参考配置 TM_{21}”的查找表（参见图 13）。

[0186] 13、SNR 的值被原政委所选查找表中所示的最接近的整数。在该情况下，发射机处的 SNR = 25dB。

[0187] 14、SRN = 25dB 和 D_λ = 52 被用作用于发射机处的所选查找表的条目，以定义将在发射机处使用的阵列配置。在该情况下，选择配置 TM_{41}。

[0188] 15、在发射机处设置配置 TM_{41}，并且算法从 1 再次开始。

[0189] 注意，情况 2 的变体适用于情况 3.A 和情况 3.B。在以上示例中，使用 D_λ 和 SNR 作为条目的查找表用于确定将在发射机 / 接收机处使用的天线配置。如上所述，类似 D_o 和 DS 的其他参数可以用作用于这些查找表的条目。然后，可以使用类似于图 14 中所示的表格的表格来修改以上示例。

[0190] 采用所提出的算法的系统的分集阶数落入采用标准配置选择算法的系统的上限和采用不可重新配置天线的系统的下限之间。另一方面，将观察到，所提出的算法允许比标准配置选择方案更好的信道估计（并且从而，具有较高接收机 SNR）。

[0191] 注意，所提出的用于选择天线配置的方法可以独立于无线通信系统在 MIMO、SIMO

和 MISO 系统中通过多元可重新配置天线使用。可以利用该选择算法的可能无线通信系统是无线局域网络、无线个人局域网络、无线自组织网络、传感器网络、无线个体局域网络、雷达系统、卫星通信、3G 和 4G 蜂窝网络、以及采用波束成形、空间多路复用或空时分集传输方案的无线通信系统。

[0192] 在一个实施例中，使用信道模型建立查找表的方法需要基于特定应用被适当地选择。这样的系统的多个部分包括：具有多个可重新配置天线的发射机天线阵列和接收机天线阵列（其可以使用线性和非线性接收机）；处理器，实现选择软件并且创建查找表；PIN 二极管、MEMS 开关、FET 晶体管、可变电感器和 / 或可变电容器，用于基于通过数据分组从处理器接收的配置数据调节配置。在图 12、图 13 和图 13 的查找表中报告的值例如使用被定义用于室内 MIMO 无线局域网（如在由 V.Erceg 等人合著的文章“TGn Channel models”(IEEE802.11.03/9490r4,2004) 中所述的）的电磁集群信道模型来确定。无线信道模型需要参考特定应用来选择，以确定将在查找表中使用的值。

[0193] 虽然已经参考特定实施例描述了本发明，但是说明书说明本发明并且不被解释为限制本发明。在不脱离由所附权利要求限定的本发明的精神和范围的情况下，对于本领域技术人员来说可以出现多种修改和应用。

[0194] 从而，必须明白，所示实施例仅被阐述用于实例目的，并且其不被理解为限制由以下权利要求限定的本发明。例如，不反对这样的事实，即，权利要求的元素在以下特定结合中阐述，但是必须明确地理解，本发明包括更少、更多或不同元素的其他结合（甚至当最初没有在这种结合中要求时，其在以上被公开）。两种元素在所要求的结合中被结合的教导被进一步理解为还允许所要求的结合，其中，两种元素不相互结合，但是可以在其他结合中被单独或结合使用。本发明的任何公开的元素的删除都被明确地预期在本发明的范围内。

[0195] 用于在本说明书中描述本发明及其多种实施例的词语不仅在它们通常限定的意义上进行理解，而且还包括在超过通常限定的意义的范围之外的该规范结构、材料、或动作中的特殊定义。从而，如果元素在该说明书的上下文中被理解为包括多于一种意义，则其在权利要求中的使用必须被理解为对由说明书并且由词语本身支持的所有可能意义都是一般的。

[0196] 因此，以下权利要求的词语或元素的定义在本说明书中进行定义，不仅包括字面意思阐述的元素的结合，而且包括用于以基本相同的方式执行基本相同功能以获取基本相同的结果的所有等效结构、材料或动作。从而，在这种意义上，两个或更多元素的等效可以替换针对以下权利要求中的元素的任何一种，或者单个元素可以代替权利要求中的两个或更多元素。虽然当作出特定结合并且甚至最初同样要求时，以上描述了多个元素，但是将明确地理解，来自所要求的结合的一个或更多元素可以从结合被去除，并且所要求的结合可能主要在于子结合或者子结合的改变。

[0197] 由本领域技术人员现在已知或随后推导的来自所要求的主题的非实质性改变被明确地预期为等效地在权利要求的范围内。从而，本领域技术人员现在或随后已知的明显代替被限定为在所限定的元素的范围内。

[0198] 从而，权利要求将被理解为包括以上特别示出和描述的那些、在概念上等价的那些、可以被明显代替的那些、以及在本质上结合本发明的基本思想的那些。

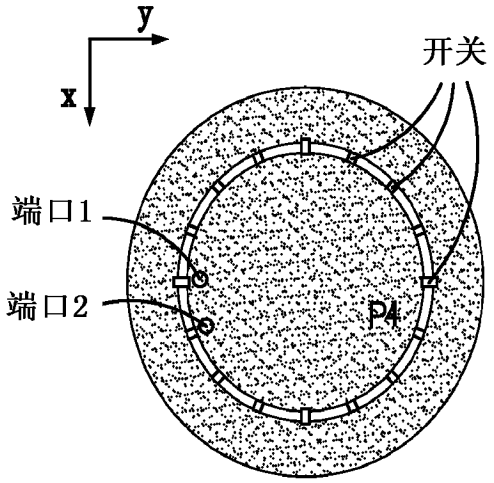


图 1A

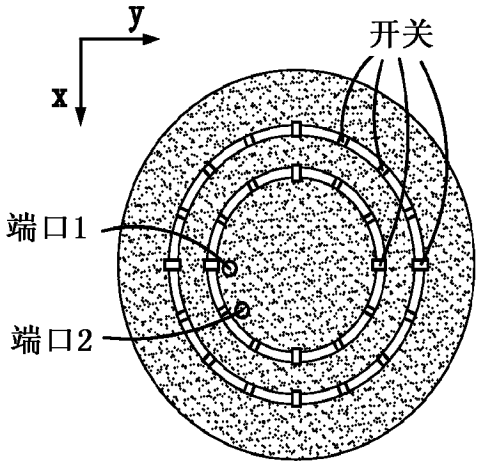


图 1B

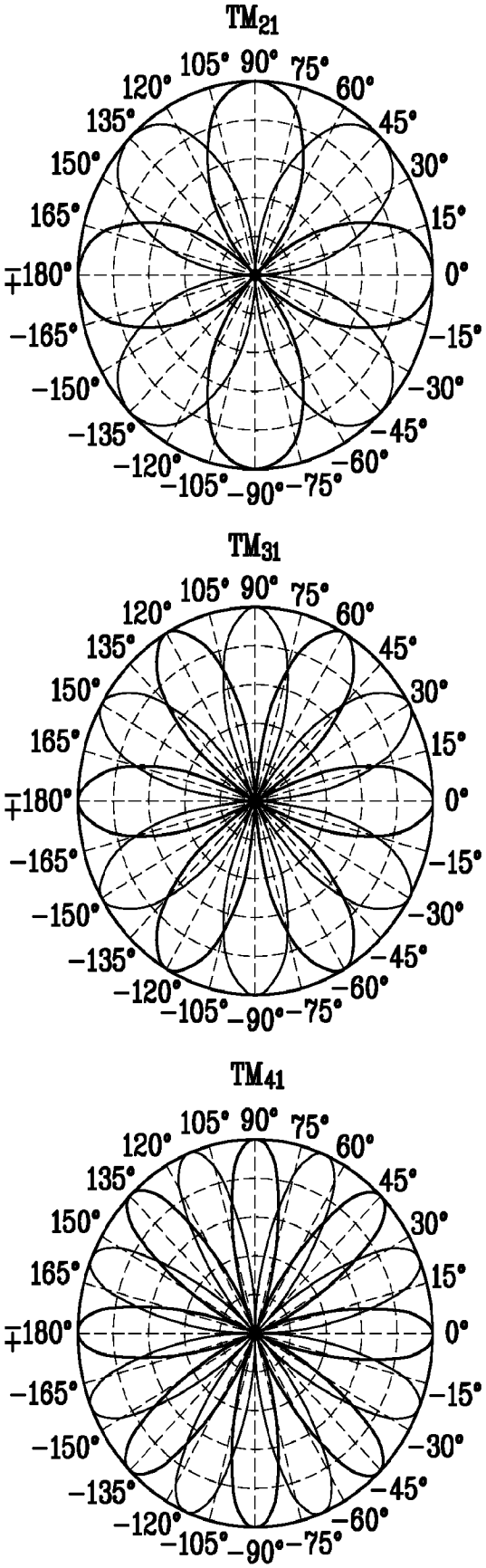

TM21
105° 90° 75°
120° 60°
135° 45°
150° 30°
165° 15°
±180° 0°
-165° -15°
-150° -30°
-135° -45°
-120° -60°
-105° -90° -75°
TM31
105° 90° 75°
120° 60°
135° 45°
150° 30°
165° 15°
±180° 0°
-165° -15°
-150° -30°
-135° -45°
-120° -60°
-105° -90° -75°
TM41
105° 90° 75°
120° 60°
135° 45°
150° 30°
165° 15°
±180° 0°
-165° -15°
-150° -30°
-135° -45°
-120° -60°
-105° -90° -75°

图 1C

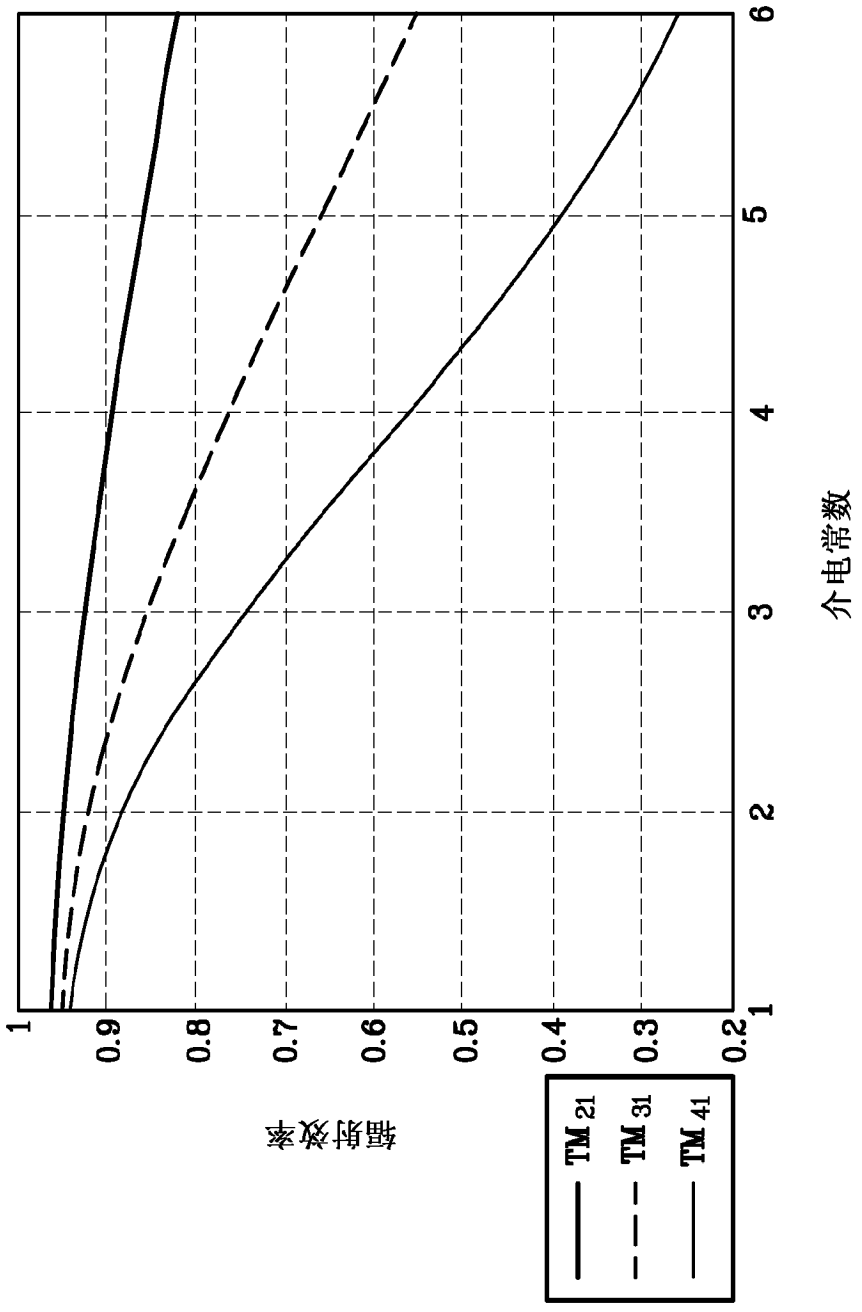


图 2

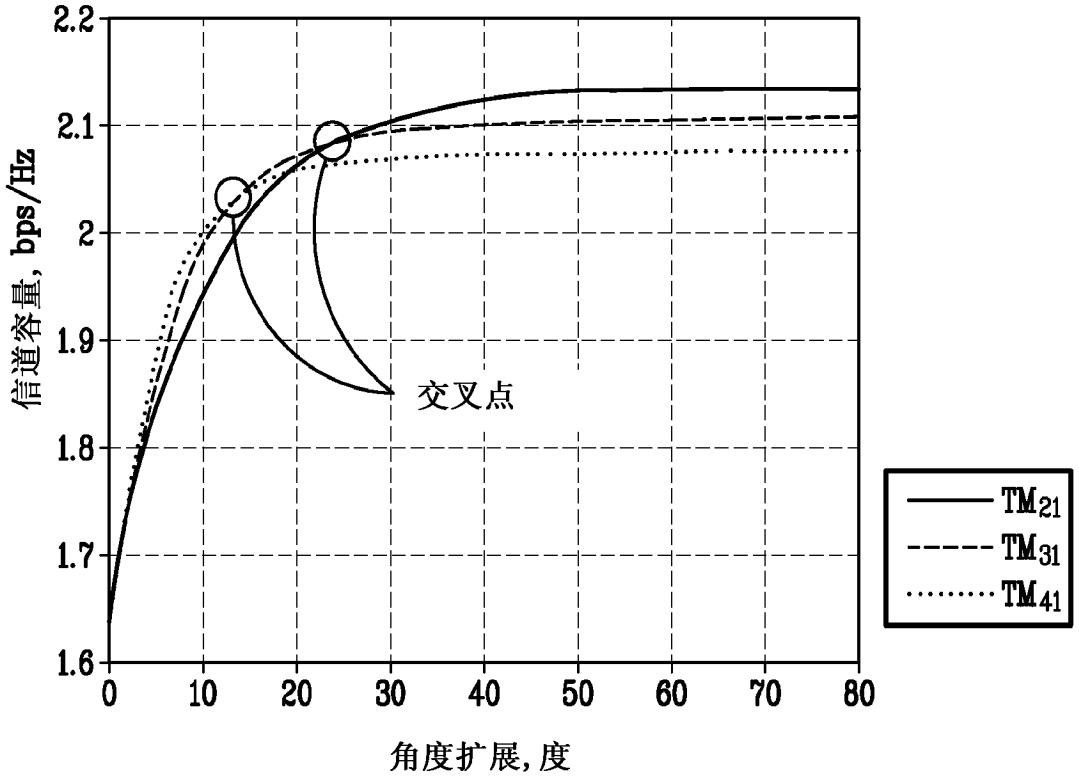

2.2
2.1
2
1.9
1.8
1.7
1.6
信道容量, bps/Hz
交叉点
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展, 度
TM21
TM31
TM41

图 3A

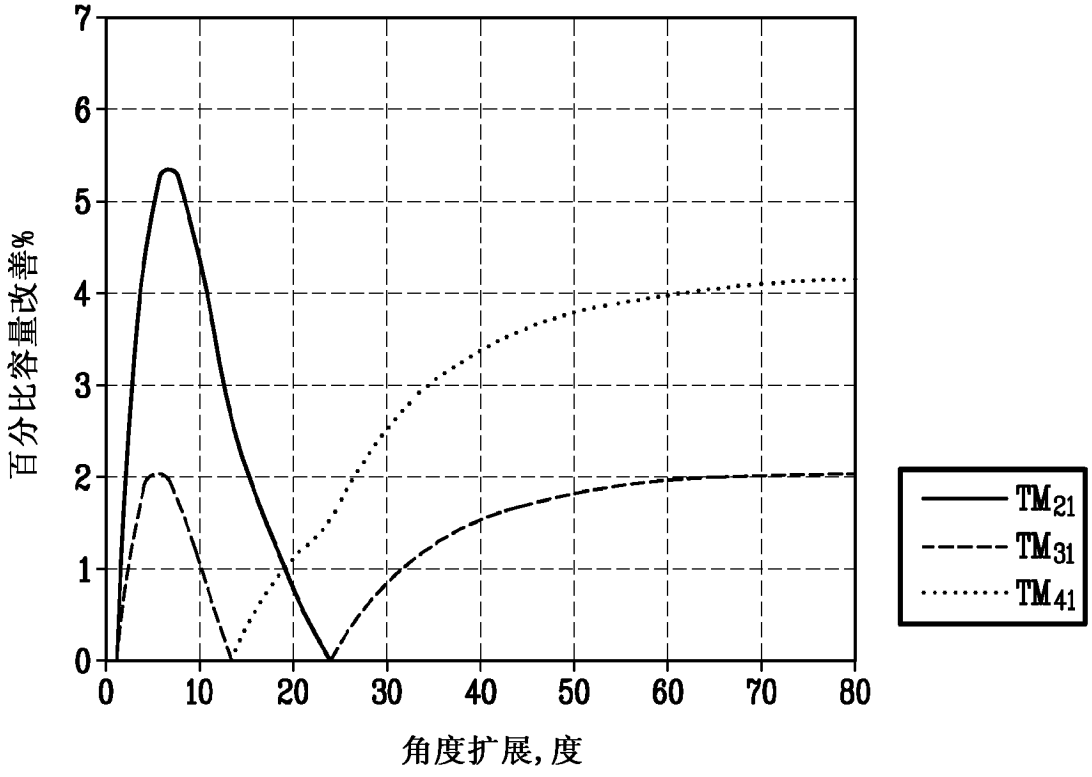

7
6
5
4
3
2
1
0
百分比容量改善%
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展, 度
TM21
TM31
TM41

图 3B

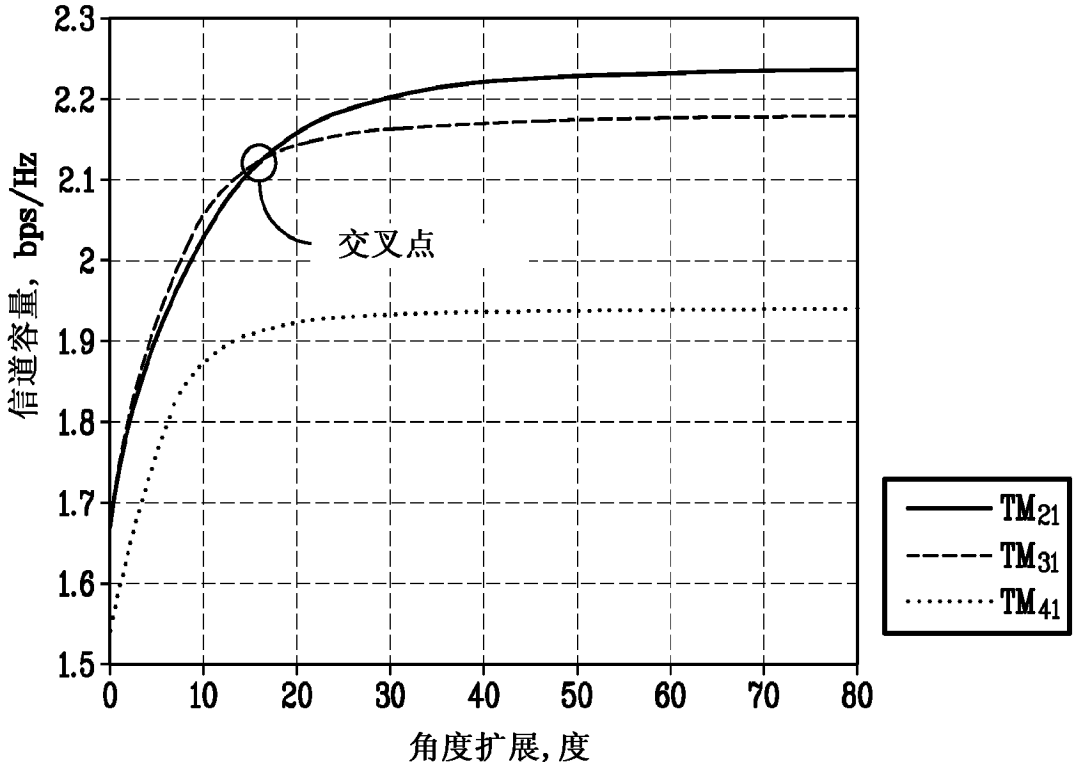

2.3
2.2
2.1
2
1.9
1.8
1.7
1.6
1.5
信道容量，bps/Hz
交叉点
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展，度
TM21
TM31
TM41

图 4A

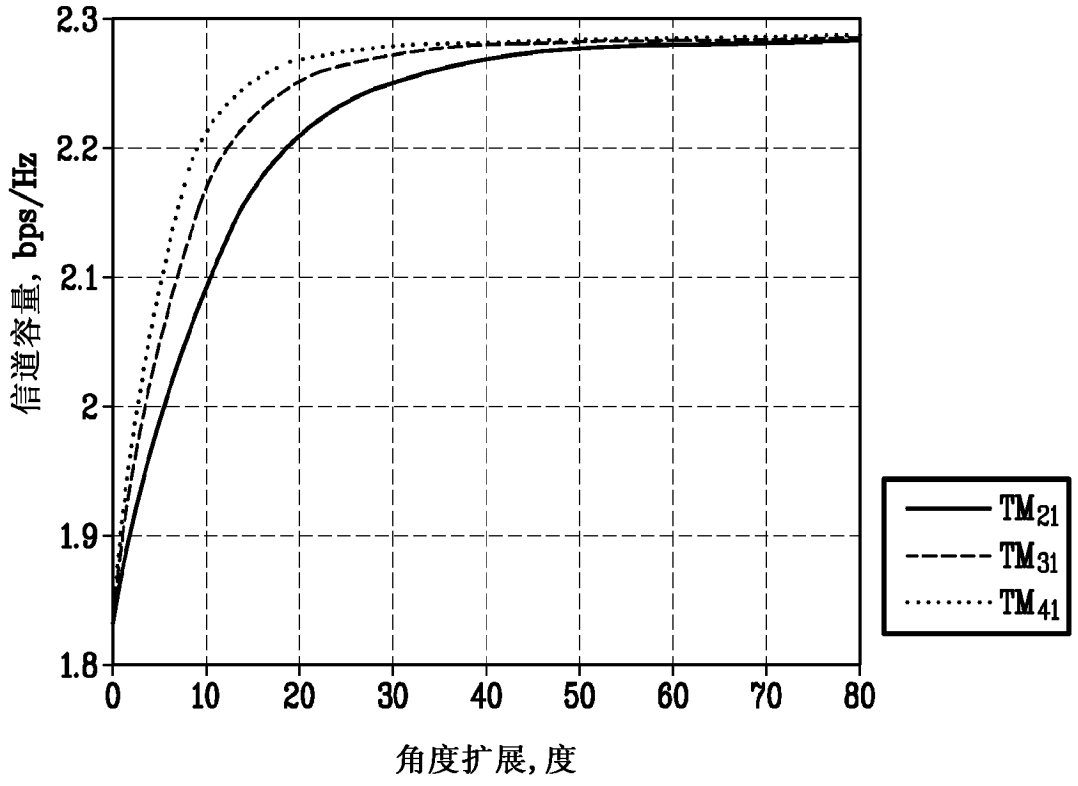

2.3
2.2
2.1
2
1.9
1.8
信道容量，bps/Hz
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展，度
TM21
TM31
TM41

图 4B

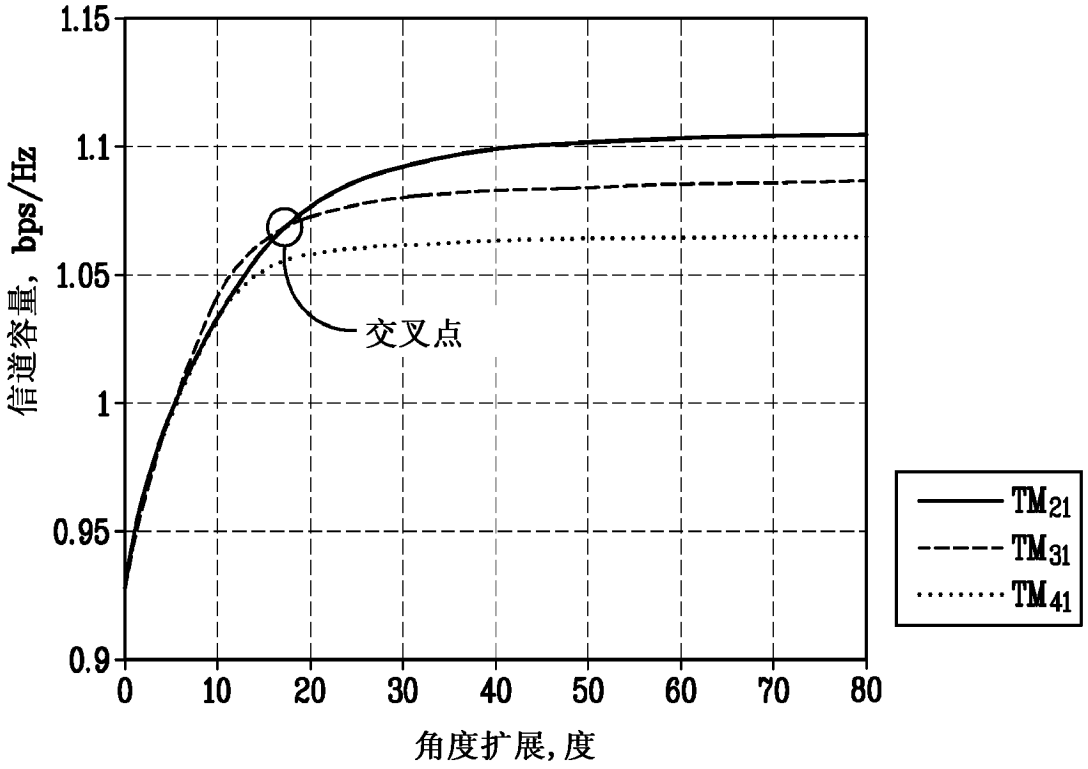

1.15
1.1
1.05
1
0.95
0.9
信道容量，bps/Hz
交叉点
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展，度
TM21
TM31
TM41

图 5A

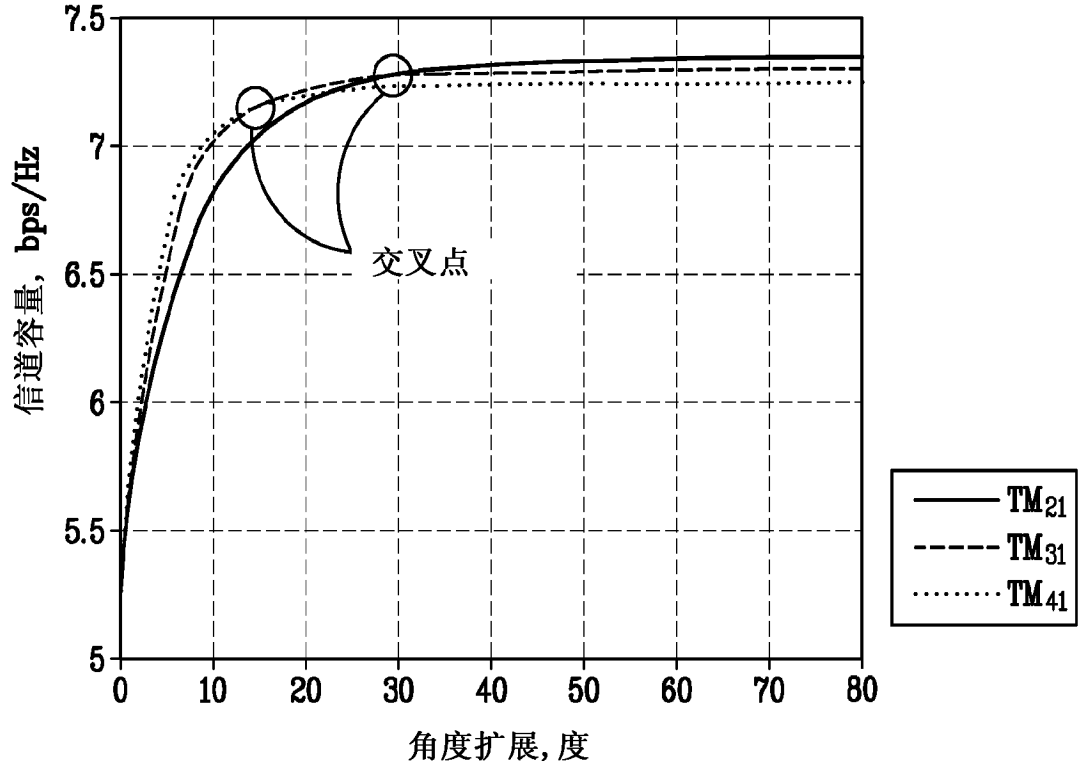

7.5
7
6.5
6
5.5
5
信道容量，bps/Hz
交叉点
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展，度
TM21
TM31
TM41

图 5B

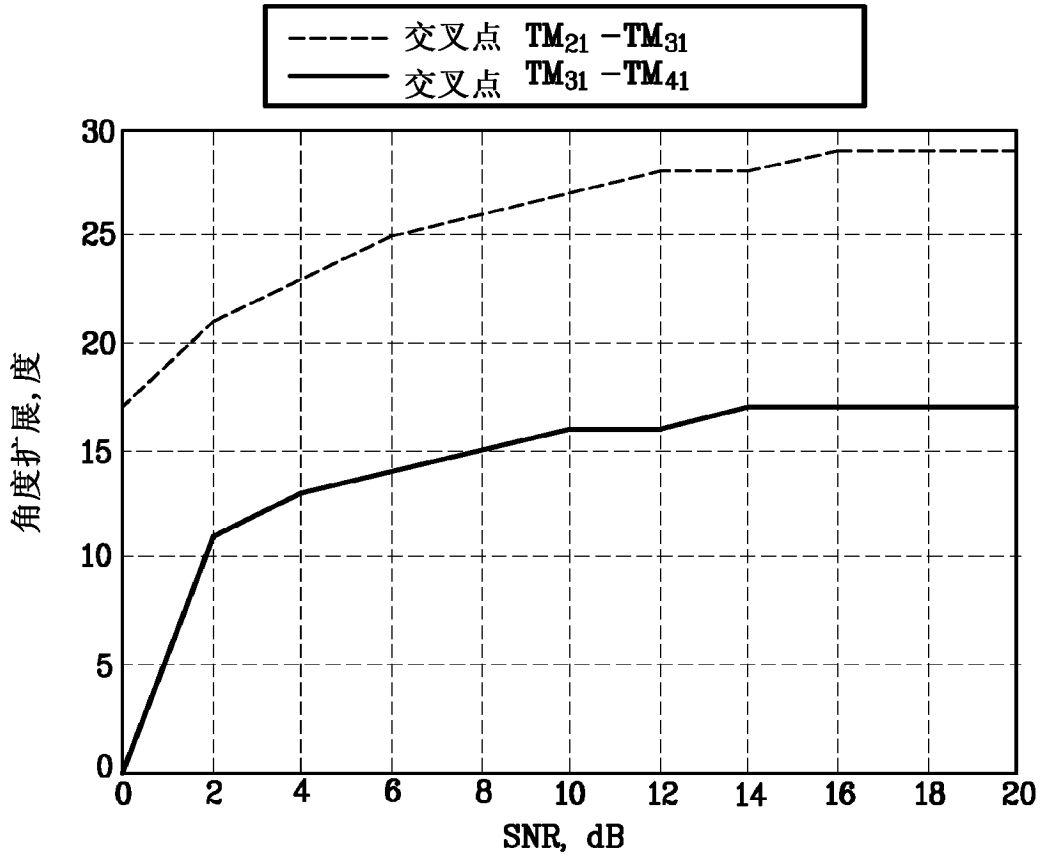

交叉点 TM21 -TM31
交叉点 TM31 -TM41
角度扩展,度
SNR, dB
0
5
10
15
20
25
30
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20

图 6

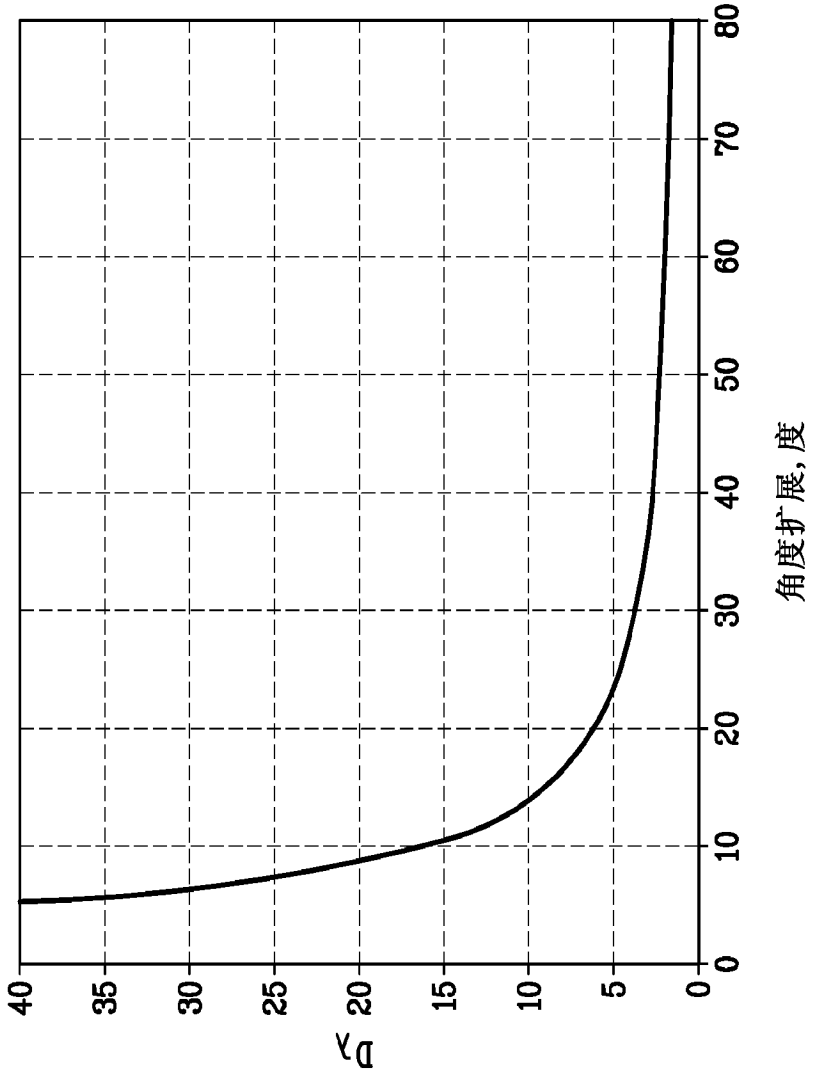


图 7

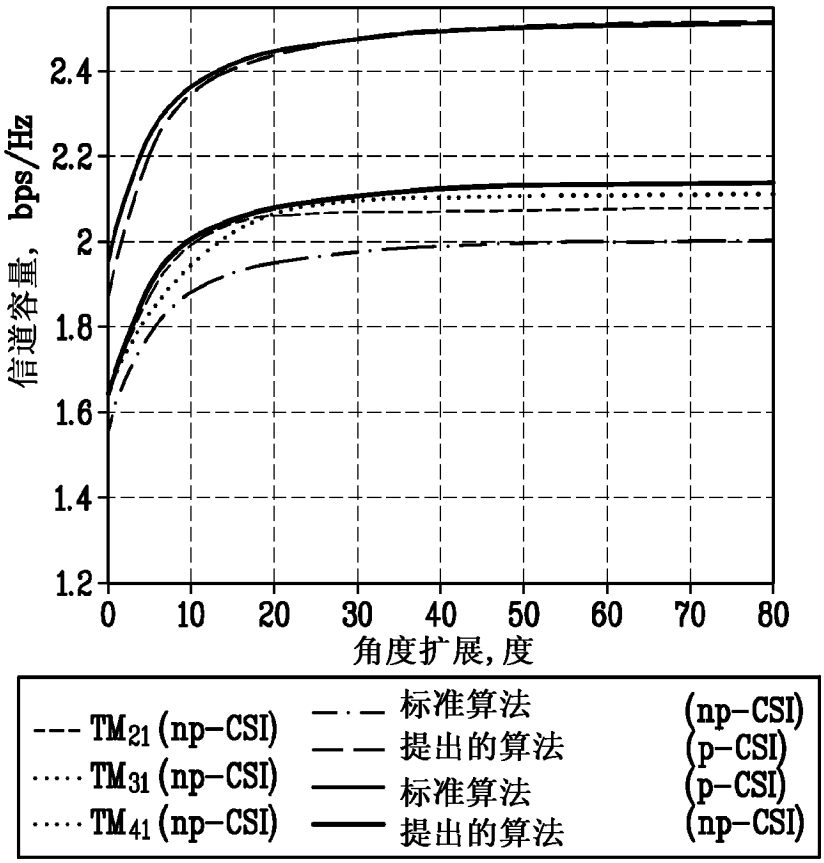

信道容量, bps/Hz
2.4
2.2
2
1.8
1.6
1.4
1.2
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展, 度
TM21 (np-CSI)
TM31 (np-CSI)
TM41 (np-CSI)
标准算法 (np-CSI)
提出的算法 (p-CSI)
标准算法 (p-CSI)
提出的算法 (np-CSI)

图 8A

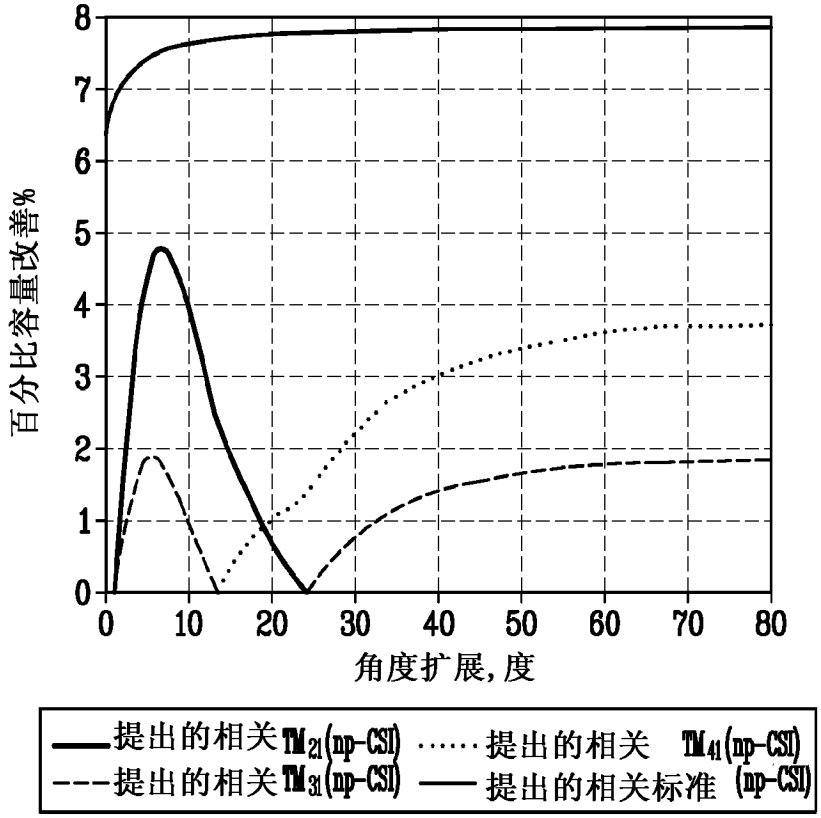

百分比容量改善%
角度扩展,度
0
1
2
3
4
5
6
7
8
0
10
20
30
40
50
60
70
80
提出的相关TM21(np-CSI)
提出的相关 TM41(np-CSI)
提出的相关TM31(np-CSI)
提出的相关标准 (np-CSI)

图 8B

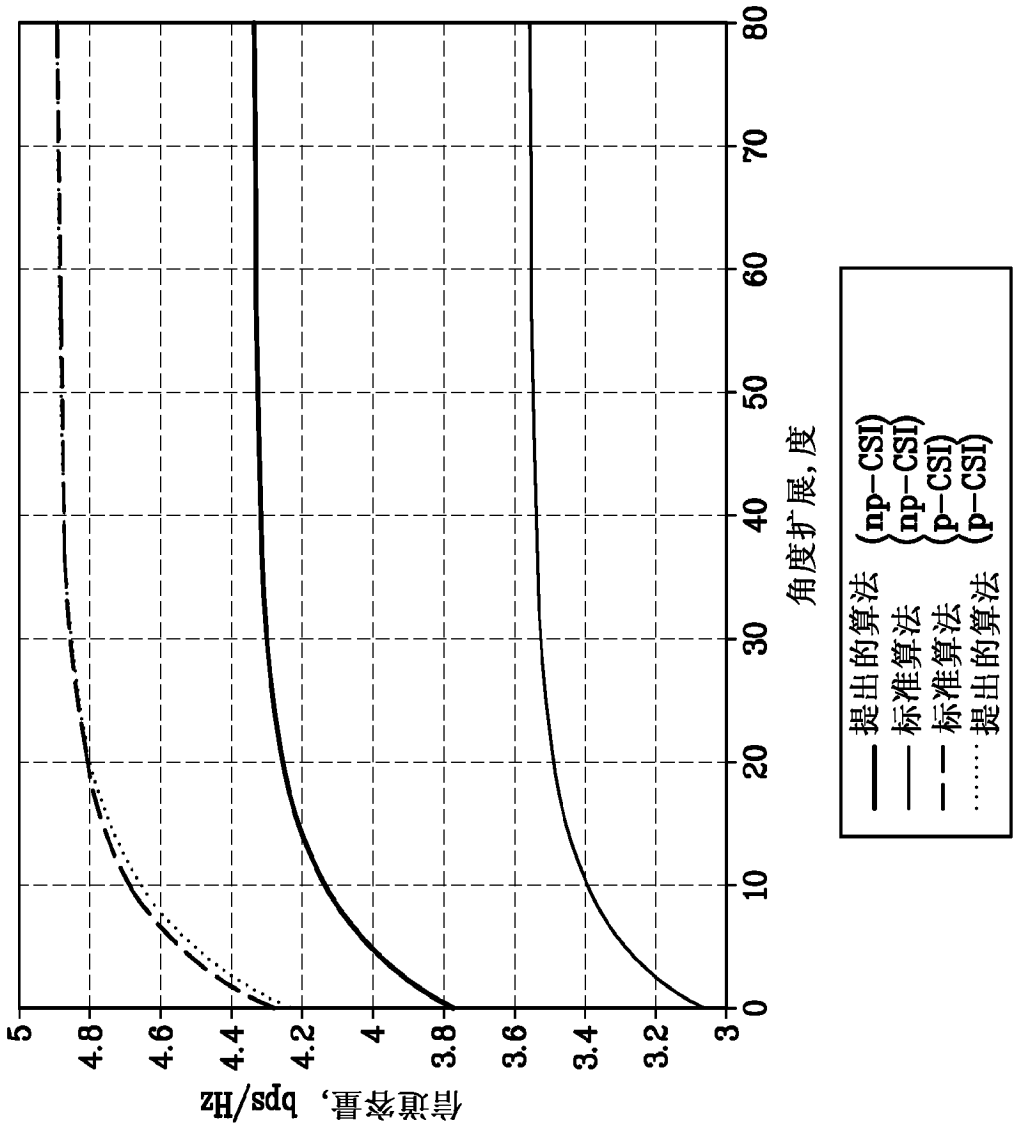

信道容量，bps/Hz
5
4.8
4.6
4.4
4.2
4
3.8
3.6
3.4
3.2
3
0
10
20
30
40
50
60
70
80
角度扩展，度
提出的算法 (np-CSI)
标准算法 (np-CSI)
标准算法 (p-CSI)
提出的算法 (p-CSI)

图 9

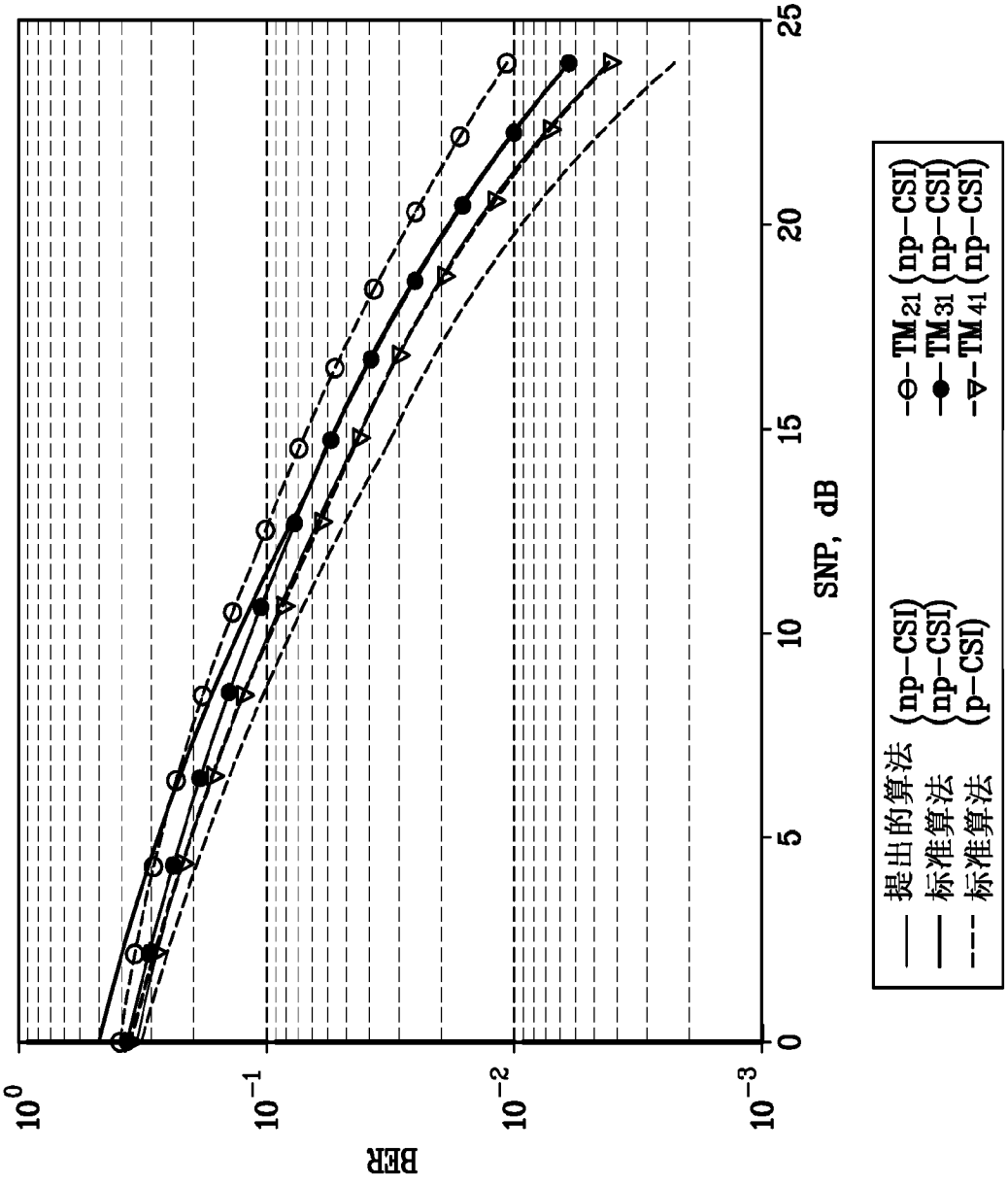

BER
SNP, dB
提出的算法 (np-CSI)
标准算法 (np-CSI)
标准算法 (p-CSI)
TM21 (np-CSI)
TM31 (np-CSI)
TM41 (np-CSI)

图 10A

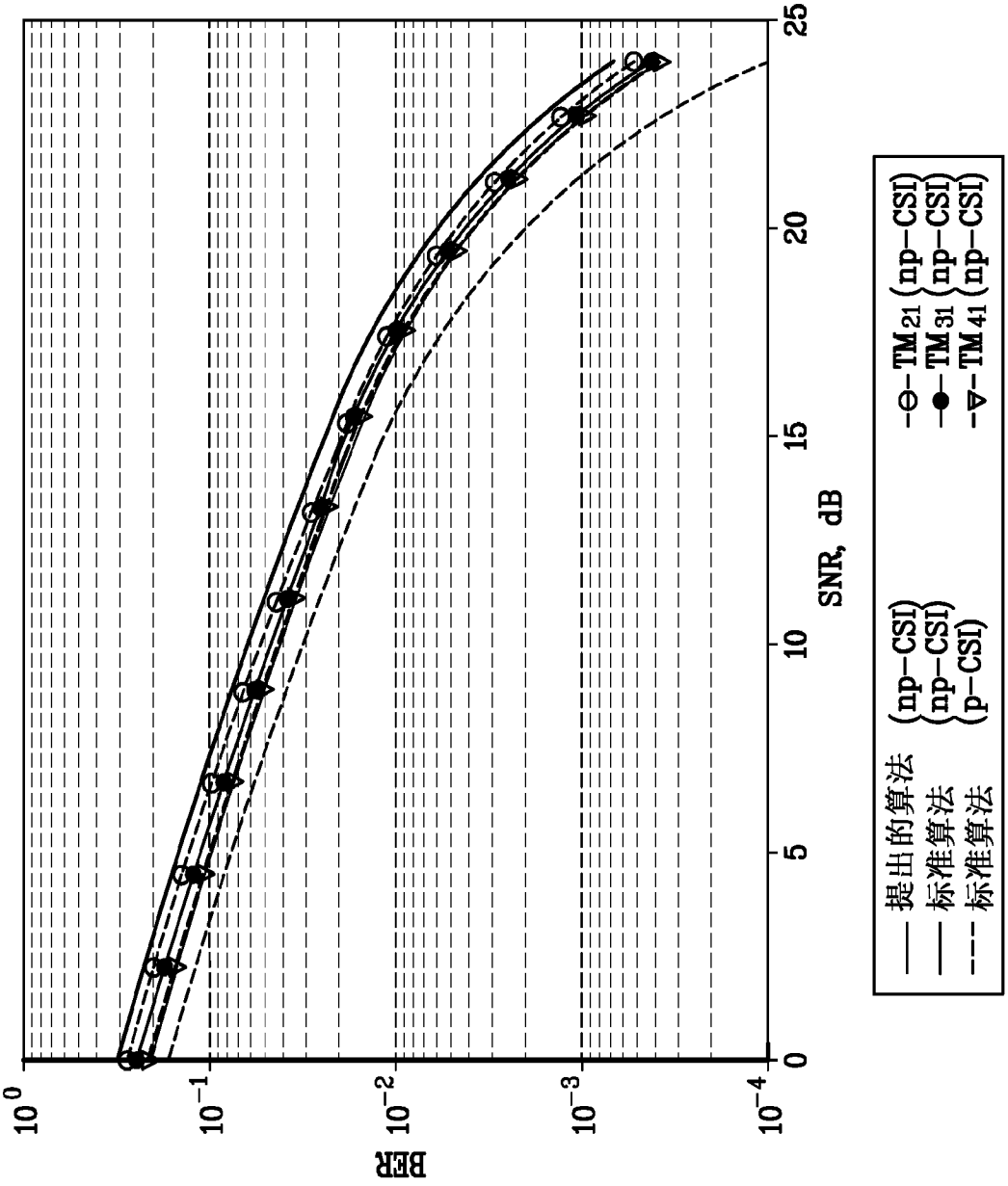

BER
SNR, dB
提出的算法 (np-CSI)
标准算法 (np-CSI)
标准算法 (p-CSI)
TM21 (np-CSI)
TM31 (np-CSI)
TM41 (np-CSI)

图 10B

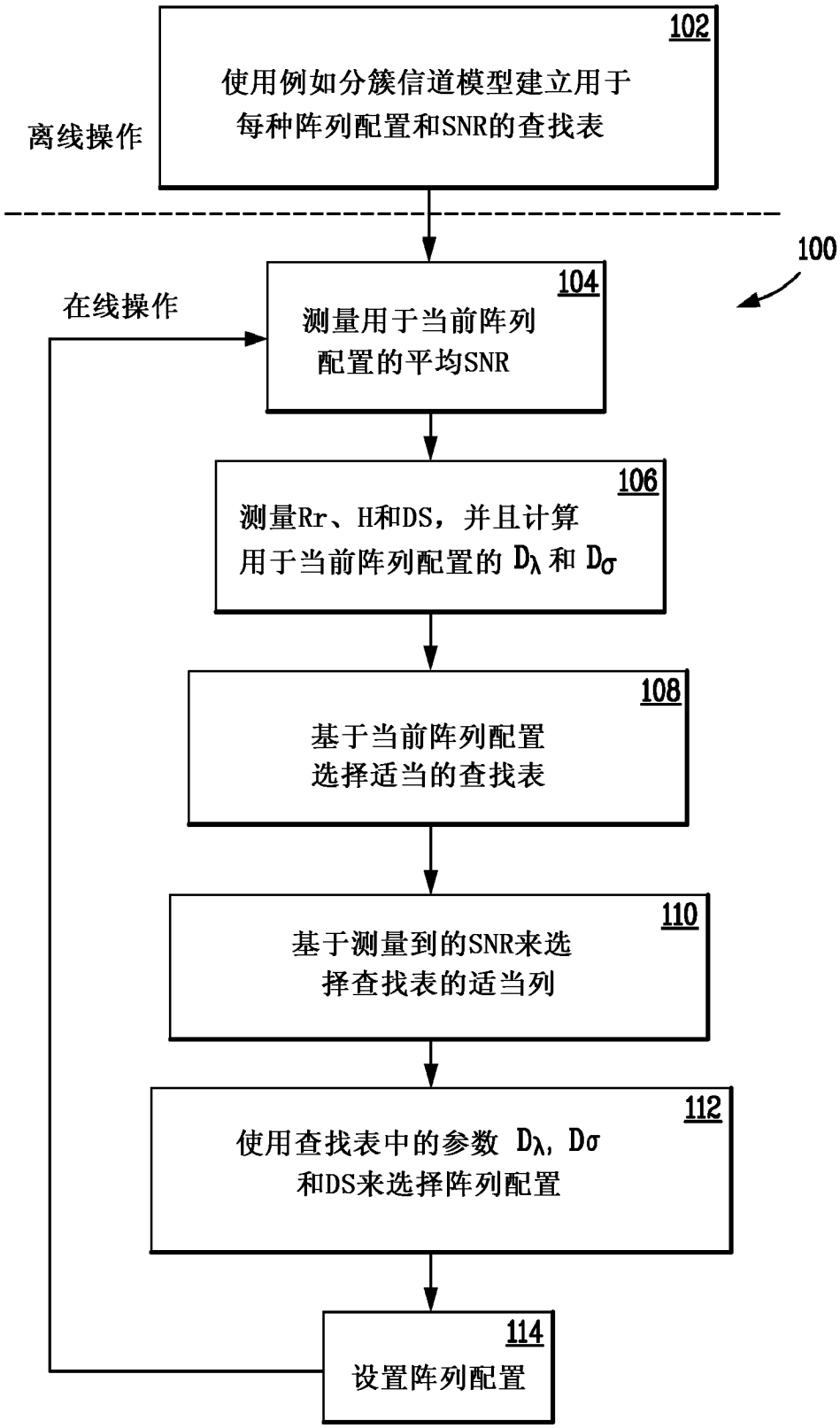

102
使用例如分簇信道模型建立用于
每种阵列配置和SNR的查找表
离线操作
100
104
在线操作
测量用于当前阵列
配置的平均SNR
106
测量Rr、H和DS，并且计算
用于当前阵列配置的 Dλ 和 Dσ
108
基于当前阵列配置
选择适当的查找表
110
基于测量到的SNR来选
择查找表的适当列
112
使用查找表中的参数 Dλ, Dσ
和DS来选择阵列配置
114
设置阵列配置

图 11

SNR / D_λ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
$(40,\infty)$	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(30, 40]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(7, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(4, 7]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(1, 4]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

图 12

参考配置 31

SNR / D_λ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50, ∞)	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

参考配置 21

SNR / D_λ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(40, ∞)	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(30, 40]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(7, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(4, 7]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(1, 4]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

参考配置 41

SNR / D_λ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50, ∞)	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

图 13

SNR / D_σ	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(50,∞)	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(35, 50]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(25, 35]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(20, 25]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}
(10, 15]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}
(5, 10]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(3, 5]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}
(1, 3]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}

图 14A

SNR / $DS_{[dB]}$	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
(0, 10]	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(10, 14]	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(14, 17]	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}	TM_{41}
(17, 19]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{41}	TM_{41}
(15, 20]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}	TM_{31}	TM_{31}
(19,∞]	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{21}	TM_{31}

图 14B