



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101861718 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 09

(21) 申请号 200880102933. 4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2008. 08. 20

H04L 27/00(2006. 01)

(30) 优先权数据

(56) 对比文件

11/894, 394 2007. 08. 20 US

US 2007/0004337 A1, 2007. 01. 04,

11/894, 362 2007. 08. 20 US

US 2004/0252632 A1, 2004. 12. 16,

11/894, 540 2007. 08. 20 US

US 2007/0025464 A1, 2007. 02. 01,

US 2007/0025464 A1, 2007. 02. 01,

(85) PCT申请进入国家阶段日

CN 1734972 A, 2006. 02. 15,

2010. 02. 10

CN 1734972 A, 2006. 02. 15,

(86) PCT申请的申请数据

审查员 宫磊

PCT/US2008/073780 2008. 08. 20

(87) PCT申请的公布数据

W02009/026400 EN 2009. 02. 26

(73) 专利权人 瑞登有限责任公司

地址 美国加利福尼亚

(72) 发明人 A·福伦扎 R·W·J·希思

S·G·帕尔曼 R·范德拉恩

J·斯佩克

(74) 专利代理机构 北京润平知识产权代理有限

公司 11283

代理人 周建秋 王凤桐

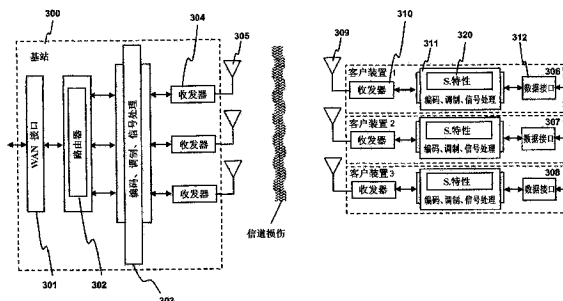
权利要求书2页 说明书49页 附图44页

(54) 发明名称

分布式输入分布式输出无线通信的系统和方法

(57) 摘要

描述了一种用于对具有多用户 (MU) 发送 (“MU-MAS”) 的多天线系统 (MAS) 中的频率和相位偏移进行补偿的系统和方法。该方法可包括将来自基站每一天线的训练信号发送至多个无线客户装置中的一无线客户装置;生成频率偏移补偿数据;在基站处,接收所述频率补偿数据,计算 MU-MAS 预编码权重,以在发射机处预先消除频率偏移,并基于信道特征数据,计算多个 MU-MAS 预编码器权重。



具有 3 个单天线客户装置的 3 天线基站

1. 一种用于在具有多用户 MU 发送的多天线系统 MAS MU-MAS 中补偿频率和相位偏移的方法,该方法包括:

将来自基站的每个天线的训练信号发送到多个无线客户装置中的一个或每个无线客户装置,该客户装置中的一个或每个客户装置分析每个训练信号以生成频率偏移补偿数据,并在所述基站接收所述频率偏移补偿数据;

基于所述频率偏移补偿数据来计算 MU-MAS 预编码器权重以预消除发射机处的频率偏移;

使用所述 MU-MAS 预编码器权重来对所述训练信号进行预编码以生成针对所述基站的每个天线的预编码后的训练信号;

将来自所述基站的每个天线的所述预编码后的训练信号发送到所述多个无线客户装置中的每一个无线客户装置,每个客户装置分析每个训练信号以生成信道特征数据,并在所述基站接收所述信道特征数据;

基于所述信道特征数据来计算多个 MU-MAS 预编码器权重,该 MU-MAS 预编码器权重被计算来预消除频率和相位偏移和 / 或用户间的干扰;

使用所述 MU-MAS 预编码器权重来对数据进行预编码以生成针对所述基站的每个天线的预编码后的数据信号;以及

将所述预编码后的数据信号通过所述基站的每个天线发送到每个各自的客户装置。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述基站是将所述无线客户装置耦合到广域网的接入点。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其中一个集中式发射机单元估计所有发射单元之间的频率偏移并预补偿所述偏移,或者分布式输入分布式输出 DIDO 发射天线通过有线、光学的或无线网络来共享频率基准,其中在频率偏移估计步骤期间不需要预编码后的训练和用户的反馈。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其中由一个或多个用户长期执行训练预编码以降低反馈开销。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述发射机或接收机估计所述频率偏移的改变率并决定训练预编码器的更新率。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其中数据预编码使用块对角化 BD 技术而被执行。

7. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述 MU-MAS 系统是分布式输入分布式输出 DIDO 通信系统,以及其中所述 MU-MAS 预编码器权重是 DIDO 预编码器权重。

8. 一种用于在具有多用户 MU 发送的多天线系统 MAS MU-MAS 中补偿同相正交 I/Q 不平衡的方法,该方法包括:

将来自基站的每个天线的训练信号发送到多个无线客户装置中的每个无线客户装置,每个客户装置分析每个训练信号以生成信道特征数据,并在所述基站接收所述信道特征数据;

基于所述信道特征数据来计算多个 MU-MAS 预编码器权重,该 MU-MAS 预编码器权重被计算来预消除由于 I/Q 增益和相位不平衡和 / 或用户间干扰带来的干扰;

使用所述 MU-MAS 预编码器权重来对数据进行预编码以生成针对所述基站的每个天线的预编码后的数据信号;以及

将所述预编码后的数据信号通过所述基站的每个天线发送到每个各自的客户装置。

9. 根据权利要求 8 所述的方法,其中所述基站是将所述无线客户装置耦合到广域网的接入点。

10. 根据权利要求 8 所述的方法,该方法还包括:

使用零强制 ZF 接收机、最小均方误差 MMSE 接收机或最大似然 ML 接收机来在每个用户装置处解调数据流以抑制剩余干扰。

11. 根据权利要求 8 所述的方法,其中使用块对角化 BD 技术来执行预编码。

12. 根据权利要求 8 所述的方法,其中所述 MU-MAS 系统是分布式输入分布式输出 DIDO 通信系统,以及其中所述 MU-MAS 预编码器权重是 DIDO 预编码器权重。

13. 根据权利要求 12 所述的方法,其中所述预编码器权重被计算来消除用户间干扰而不是载波间干扰 ICI,以及其中所述无线客户装置包括具有用于消除所述 ICI 的滤波器的接收机。

14. 一种用于动态适应具有多用户 MU 发送的多天线系统 MAS MU-MAS 的通信特性的方法,该方法包括:

将来自基站的每个天线的训练信号发送到多个无线客户装置中的每个无线客户装置,该客户装置中的每个客户装置分析每个训练信号以生成信道特征数据,并在所述基站接收所述信道特征数据;

使用所述信道特征数据来确定针对所述无线客户装置的瞬时或统计信道质量,即链路质量度量;

基于所述链路质量度量来确定用户的子集和 MU-MAS 发送模式;

基于所述信道特征数据来计算多个 MU-MAS 预编码器权重;

使用所述 MU-MAS 预编码器权重来对数据进行预编码以生成针对所述基站的每个天线的预编码后的数据信号;以及

将所述预编码后的数据信号通过所述基站的每个天线发送到所选择的子集内的每个各自的客户装置。

15. 根据权利要求 14 所述的方法,其中所述 MU-MAS 发送模式包括天线选择/分集或复用、调制/编码方案 MCS 以及阵列配置/几何结构的不同组合。

16. 根据权利要求 14 所述的方法,其中所述链路质量度量在时域、频域和/或空间域中被估计。

17. 根据权利要求 14 所述的方法,其中所述链路质量度量包括在所述客户装置所接收到的信号的信噪比 SNR。

18. 根据权利要求 14 所述的方法,其中所述 MU-MAS 系统是分布式输入分布式输出 DIDO 通信系统,其中所述 MU-MAS 发送模式是基于所述链路质量度量的 DIDO 发送模式,以及其中所述 MU-MAS 预编码器权重是 DIDO 预编码器权重。

分布式输入分布式输出无线通信的系统和方法

[0001] 优先权要求

[0002] 本申请为 2004 年 7 月 30 提交的申请 NO. 10/902, 978 的继续申请。

技术领域

[0003] 本发明通常涉及通信系统领域。特别地,本发明涉及用于使用时空编码技术的分布式输入分布式输出的无线通信的系统和方法。

背景技术

[0004] 通信信号的时空编码

[0005] 空间多工和时空编码是无线技术中已知的较新的发展。由于有几个天线用在每个终端,所以一种特殊类型的时空编码被称为“多重输入多重输出”(MIMO)。通过使用多个天线来发送和接收,多个独立的无线电波可以在相同的频率范围内同时传送。下面的文章提供了 MIMO 的概述。

[0006] IEEE 成员 David Gesbert、IEEE 会员 Mansoor Shafi、IEEE 成员 Da-shan Shiu、IEEE 成员 Peter J. Smith 和 IEEE 高级会员 Ayman Naguib 的 IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 3, APRIL 2003: “From theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”。

[0007] IEEE 成员 David Gesbert、IEEE 成员 Helmut Bolcskei、Dhananjay A. Gore 和 IEEE 会员 Arogyaswami J. Paulraj 的 IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 50, NO. 12, DECEMBER 2000: “Outdoor MIMO Wireless Channels: Models and Performance Prediction”。

[0008] 基本上, MIMO 技术是基于用于在公共频带内产生并列空间数据流的空间分布式天线的应用。无线电波以这样的方式传播,从而可以在接收器分离和解调单个信号,即使它们在相同的频带内传输,这能造成多个统计学意义上独立(也就是有效地分离)的通信信道。因此,和努力抑制多径信号的标准无线通信系统相比(即,同一频率的多个时延信号,且振幅和相位存在修改),MIMO 可以依赖于非相关或弱相关的多径信号,在给定的频带内实现较高的吞吐率和改善的信噪比。实例表明,在功率与信噪比(SNR)相当条件下,MIMO 技术实现了更高的吞吐量(throughput),而传统的非 MIMO 系统仅能够实现较低的吞吐量。高通公司(高通是最大的无线技术供应商)网站 http://www.cdmatech.com/products/what_mimo_delivers.jsp: 上标题为“**What MIMO Delivers**”的页面上描述了这一功能: “MIMO is the only multiple antenna technique that increases spectral capacity by delivering two or more times the peak data rate of a system per channel or per MHz of spectrum. To be more specific, for wireless LAN or Wi-Fi® applications QUALCOMM's fourth generation MIMO technology delivers speeds of 315Mbps in 36MHz of spectrum or 8.8Mbps/MHz. Compare this to the peak capacity of 802.11a/g (even with beam-forming or diversity techniques) which delivers only 54Mbps

in 17MHz of spectrum or 3.18Mbps/MHz”。

[0009] 通常上,由于几个原因, MIMO 系统面对着每个装置少于 10 个天线的实际性限制(因此网络中的改善少于 $10 \times$ 吞吐率):

[0010] 1. 物理限制:给定装置上的 MIMO 天线之间必须具有足够的间隔,从而每个都接收统计独立的信号。尽管即使在波长分数的天线间隔时仍然可以看到 MIMO 吞吐量的改善,但当天线更加接近时效率迅速恶化,这导致了较低的 MIMO 吞吐量倍增器。

[0011] 参见例如以下参考文献:

[0012] [1] D. S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, “Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 48, no. 3, pp. 502–513, Mar. 2000.

[0013] [2] V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein, and C. von Helmolt, “Antenna spacing in MIMO indoor channels,” *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 2, pp. 749–753, May 2002.

[0014] [3] M. Stoytchev, H. Safar, A. L. Moustakas, and S. Simon, “Compact antenna arrays for MIMO applications,” *Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.*, vol. 3, pp. 708–711, July 2001.

[0015] [4] A. Forenza and R. W. Heath Jr., “Impact of antenna geometry on MIMO communication in indoor clustered channels,” *Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.*, vol. 2, pp. 1700–1703, June 2004.

[0016] 此外,对于小的天线间隔,彼此之间的耦合效应可能会降低 MIMO 系统的性能。

[0017] 参见例如以下参考文献:

[0018] [5] M. J. Fakhreddin and K. R. Dandekar, “Combined effect of polarization diversity and mutual coupling on MIMO capacity,” *Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp.*, vol. 2, pp. 495–498, June 2003.

[0019] [7] P. N. Fletcher, M. Dean, and A. R. Nix, “Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity,” *IEEE Electronics Letters*, vol. 39, pp. 342–344, Feb. 2003.

[0020] [8] V. Jungnickel, V. Pohl, and C. Von Helmolt, “Capacity of MIMO systems with closely spaced antennas,” *IEEE Comm. Lett.*, vol. 7, pp. 361–363, Aug. 2003.

[0021] [10] J. W. Wallace and M. A. Jensen, “Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 98–105, Jan. 2004.

[0022] [13] C. Waldschmidt, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, “Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays,” *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 53, pp. 579–586, May 2004.

[0023] [14] M. L. Morris and M. A. Jensen, “Network model for MIMO systems with coupled antennas and noisy amplifiers,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, pp. 545–552, Jan. 2005.

[0024] 而且,当天线拥挤到一起的时候,天线通常必须做得更小,这也能够影响天线效率。

[0025] 参见例如以下参考文献：

[0026] [15]H. A. Wheeler, "Small antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-23, n. 4, pp. 462-469, July 1975.

[0027] [16]J. S. McLean, "Are-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 44, n. 5, pp. 672-676, May 1996.

[0028] 最后,用较低频率和较长波长的话,MIMO 装置的物理尺寸就变得难以处理。一个极端的例子是在 HF 波段,这里 MIMO 装置天线必须互相分开 10 米或更大距离。

[0029] 2. 噪声限制。每个 MIMO 的接收器 / 发送器子系统产生一定水平的噪声。当越来越多的这种子系统互相临近放置时,背景噪声就会上升。同时,当需要从多天线 MIMO 系统中识别出更多不同信号的时候,就要求更低的背景噪声。

[0030] 3. 成本和功率限制。尽管有些 MIMO 应用中成本和功耗不是焦点,但在典型的无线产品中,开发一种成功的产品时,成本和功耗都是至关重要的制约因素。对于每个 MIMO 天线,需要分离的 RF 子系统,包括分离的模 - 数 (A/D) 和数 - 模 (D/A) 转换器。不像以摩尔定律来衡量规模的数字系统的很多方面 (英特尔的共同创立者戈登摩尔所作出的经验层面的观察结果,微型器件的集成电路上的晶体管数目大约每隔 24 个月便会翻两倍;来源: <http://www.intel.com/technology/mooreslaw/>),这样密集的模拟子系统通常具有一定的物理结构尺寸和功率要求,其尺寸与成本和功率线性成比例。因此,和单天线装置相比,多天线 MIMO 装置将变得极其昂贵并且具有惊人的能耗。

[0031] 作为上面的结果,今天预期的大多数 MIMO 系统是在 2 至 4 个天线的等级上,导致吞吐量 2 至 4 倍的上升和由于多天线系统的分集益处而引起的一些 SNR (信噪比) 的上升。已经预期到 10 个天线的 MIMO 系统 (特别是由于较短的波长和较近的天线间隔的在较高的微波频率上),但是除了对于一些特殊的和对成本不敏感的应用以外,超过 10 个天线是很不实际的。

[0032] 虚拟天线阵列

[0033] MIMO 类型的技术的一种特殊应用是虚拟天线阵列。欧洲科学技术领域研究协作组织提出的研究文件中建议了这种系统, EURO, Barcelona, Spain, 2003 年 1 月 15-17 日: Center for Telecommunication Research, King's College London, UK: "A step towards MIMO: Virtual Antenna Arrays", Mischa Dohler & Hamid Aghvami.

[0034] 如文件中所述,虚拟天线阵列是协作无线装置系统 (例如蜂窝电话),其在分离的通信信道上互相通信 (假如当它们相互足够临近),而不是在它们主要的通信信道上与它们的基站通信,使得协作性地工作 (例如,如果它们是 UHF 波段中的 GSM 蜂窝电话,那么这可以是 5GHz 的工业科学医学 (ISM) 无线波段)。通过在相互的中继范围 (除了在基站范围内) 内的几个装置之间转发信息,就好像他们是在物理上具有多个天线的的一个装置工作一样,使得单天线装置潜在地实现 MIMO 一样的吞吐量提升。

[0035] 然而,实际上,这样的系统极难实现并且用处有限。首先,必须保持每个装置现在最少有两个不同的通信路径以实现吞吐率提升,其第二中继链路的可用性经常是不确定的。而且,由于它们最少具有第二通信子系统并且有更大的计算需求,因此该装置更昂贵,物理尺寸更大,并且消耗更多的功率。此外,潜在地通过多个通信链路,该系统依赖于非常

复杂的所有系统的实时协作。最后,由于同时发生的信道利用增加(例如,使用 MIMO 技术的同时发生的电话呼叫传输),对于各装置的计算负担也就增加了(通常随信道利用的线性增加而成指数增加),这对具有严格的功率和尺寸限制的便携装置是很不实际的。

发明内容

[0036] 描述了一种用于对具有多用户(MU)发送(“MU-MAS”)的多天线系统(MAS)中的频率和相位偏移进行补偿的系统和方法。例如,根据本发明一种实施方式的方法包括:将来自基站每一天线的训练信号发送至多个无线客户装置中的一个或每个无线客户装置,该客户装置中的一个或每个客户装置分析每个训练信号以生成频率偏移补偿数据,并在基站处接收频率偏移补偿数据;基于所述频率偏移补偿数据来计算 MU-MAS 预编码器权重以预消除发射机处的频率偏移;使用所述 MU-MAS 预编码器权重对训练信号进行预编码,以生成针对基站每一天线的预编码训练信号;将来自所述基站的每个天线的预编码后的训练信号发送到所述多个无线客户装置中的每一个无线客户装置,每个客户装置分析每个训练信号以生成信道特征数据,并在所述基站接收所述信道特征数据;基于该信道特征数据来计算多个 MU-MAS 预编码器权重,该 MU-MAS 预编码器权重被计算来用于预消除频率和相位偏移和/或用户之间的干扰;使用 MU-MAS 预编码器权重来对数据进行预编码,以生成针对基站每一天线的预编码后的数据信号;以及将所述预编码后的预编码数据信号通过基站的每个天线发送至其每个的客户端设备。

附图说明

[0037] 结合附图,下面详尽的描述可以获得对本发明更好的理解,其中:

[0038] 图 1 显示了现有技术的 MIMO 系统。

[0039] 图 2 显示了与多个单天线客户装置进行通信的 N 天线基站。

[0040] 图 3 显示了与三个单天线客户装置进行通信的三个天线的基站。

[0041] 图 4 显示了本发明的一个实施例中使用的训练信号技术。

[0042] 图 5 显示了根据本发明一个实施例的从客户装置传输到基站的信道特征数据。

[0043] 图 6 显示了根据本发明一个实施例的多重输入分布式输出(“MIDO”)下行传输。

[0044] 图 7 显示了根据本发明一个实施例的多重输入多重输出(“MIMO”)上行传输。

[0045] 图 8 显示了根据本发明的一个实施例的通过不同客户群循环以分配吞吐量的基站。

[0046] 图 9 显示了根据本发明的一个实施例的基于临近的客户分组。

[0047] 图 10 显示了在 NVIS 系统中使用的本发明的实施例。

[0048] 图 11 显示了具有 I/Q 补偿功能单元的 DIDO 发射机的实施方式。

[0049] 图 12 显示了具有 I/Q 补偿功能单元的 DIDO 接收机。

[0050] 图 13 显示了具有 I/Q 补偿的 DIDO-OFDM 系统的一种实施方式。

[0051] 图 14 显示了在具有和不具有 I/Q 补偿的情况下 DIDO 2×2 性能(performance)的一种实施方式。

[0052] 图 15 显示了在具有和不具有 I/Q 补偿的情况下 DIDO 2×2 性能的一种实施方式。

[0053] 图 16 显示了在具有和不具有 I/Q 补偿的情况下针对不同 QAM 星座图的 SER(符号

误码率)的一种实施方式。

[0054] 图 17 显示了在不同用户设备位置具有和不具有 I/Q 补偿的情况下 DIDO 2×2 性能的一种实施方式。

[0055] 图 18 显示了在理想 (i. i. d. (独立且同分布)) 信道中具有和不具有 I/Q 补偿的情况下 SER 的一种实施方式。

[0056] 图 19 显示了自适应 DIDO 系统的发射机架构的一种实施方式。

[0057] 图 20 显示了自适应 DIDO 系统的接收机架构的一种实施方式。

[0058] 图 21 显示了自适应 DIDO-OFDM 的方法的一种实施方式。

[0059] 图 22 显示了用于 DIDO 测量的天线布局的一种实施方式。

[0060] 图 23 显示了用于不同级别 (order) DIDO 系统的阵列配置的实施方式。

[0061] 图 24 显示了不同级别 DIDO 系统的性能。

[0062] 图 25 显示了用于 DIDO 测量的天线阵列的一种实施方式。

[0063] 图 26 显示了 4-QAM 且 1/2FEC 率的 DIDO 2×2 性能与用户设备位置的函数关系的一种实施方式。

[0064] 图 27 显示了用于 DIDO 测量的天线布局的一种实施方式。

[0065] 图 28 显示了在一种实施方式中 DIDO 8×8 如何产生比具有低 TX 功率需求的 DIDO 2×2 更大的 SE。

[0066] 图 29 显示了在具有天线选择情况下的 DIDO 2×2 性能的一种实施方式。

[0067] 图 30 显示了不同 DIDO 预编码方案在 i. i. d. 信道中的平均比特误码率 (BER) 性能。

[0068] 图 31 显示了 ASe1 的信噪比增益与 i. i. d. 信道中额外发射天线的数量之间的函数关系。

[0069] 图 32 显示了在 i. i. d. 信道中具有 1 和 2 个外部天线的情况下 SNR 阈值与用于块对角化 (BD) 和 ASe1 的用户数量 (M) 之间的函数关系。

[0070] 图 33 显示了针对位于相同角度方向且具有不同角度扩展 (AS) 值的两个用户的 BER 与每用户平均 SNR。

[0071] 图 34 显示了与图 33 相类似的结果,但用户之间具有更高的角度间隔。

[0072] 图 35 绘制了针对用户的平均到达角度 (AOA) 的不同值, AS 与 SNR 阈值之间的函数关系。

[0073] 图 36 显示了针对 5 个用户的示例性情况的 SNR 阈值。

[0074] 图 37 针对 2 个用户的情况,提供了在具有 1 和 2 个额外天线的情况下, SNR 阈值 BD 与 ASe1 的比较。

[0075] 图 38 显示了与图 37 相类似的结果,但是针对 5 个用户的情况。

[0076] 图 39 显示了针对具有不同 AS 值的 BD 方案的 SNR 阈值。

[0077] 图 40 显示了对于具有 1 和 2 个额外天线的 BD 和 ASe1,在具有 $AS = 0.1^\circ$ 的空间关联信道中的 SNR 阈值。

[0078] 图 41 显示了针对 $AS = 5^\circ$ 的另外两个信道情形的 SNR 阈值的计算。

[0079] 图 42 显示了针对 $AS = 10^\circ$ 的另外两个信道情形的 SNR 阈值的计算。

[0080] 图 43- 图 44 分别显示了在 1 和 2 个额外天线的情况下, SNR 阈值与用户数量 (M)

与 BD 和 ASe1 方案的角度扩展 (AS) 之间的函数关系。

[0081] 图 45 显示了配备有频率偏移估计器 / 补偿器的接收机 ;

[0082] 图 46 显示了根据本发明一种实施方式的 DIDO 2×2 系统模型。

[0083] 图 47 显示了根据本发明一种实施方式的方法。

[0084] 图 48 显示了在具有和不具有频率偏移的情况下, DIDO 2×2 系统的 SER 结果。

[0085] 图 49 将不同 DIDO 方案的 SNR 阈值性能进行了比较。

[0086] 图 50 将不同方法实施方式所需的开销量进行了比较。

[0087] 图 51 显示了在 $f_{\max} = 2\text{Hz}$ 的小频率偏移且没有整数偏移校正的情况下的仿真。

[0088] 图 52 显示了当关闭整数偏移估计器时的结果。

具体实施方式

[0089] 在下列描述中,为了解释的目的,为了提供对本发明彻底的理解,阐明了多个特殊细节。然而,很明显的是,对于本领域内的普通技术人员,即使没有一些特殊细节,仍然可以实现本发明。此外,公知的结构和装置显示为框图形式,以避免将本发明根本的原理模糊化。

[0090] 图 1 显示了具有发射天线 104 和接收天线 105 的现有技术 MIMO 系统。这样的系统的吞吐率可以实现通常在可用信道中实现的吞吐率的 3 倍。有多种不同的方法来实现这种 MIMO 系统的细节,其在关于该主题的出版文献中有过描述,下面的解释将描述一个这样的方法。

[0091] 数据在图 1 的 MIMO 系统中传输之前,信道被“特征化”。这是通过在开始将“训练信号”从每个发射天线 104 传输到每个接收器 105 来实现的。训练信号有编码和调制子系统 102 生成,并被 D/A 转换器(没有示出)转换成模拟信号,然后由每个发送器 103 从基带信号转换为 RF 信号。每个耦合到其 RF 接收器 106 的接收天线 105 接收每个训练信号并将其转换为基带信号。基带信号由 D/A 转换器(没有示出)转换为数字信号,然后信号处理子系统 107 特征化该训练信号。每个信号的特征可以包括很多因素,例如,其包括,相对于接收器内部的参考信号的相位和振幅、绝对参考信号、相对参考信号、特征噪声或其他因素。每个信号的特征通常定义为当信号通过信道传送时表现信号几个方面的相位和振幅变化的向量。例如,在正交幅度调制(“QAM”)的调制信号中,所述特征可能是信号的几个多径映像的相位与振幅偏移的向量。另外一个例子是,在正交频分复用(“OFDM”)调制的信号中,它可能是 OFDM 频谱中几个或所有单个分量信号(sub-signal)的相位与振幅偏移的向量。

[0092] 信号处理子系统 107 将由每个接收天线 105 和相应接收器 106 接收到的信道特征存储起来。所有的三个发射天线 104 完成它们的训练信号传输之后,信号处理子系统 107 将已经存储了三个对于三个接收天线 105 中每一个的信道特征,这形成了 3×3 的矩阵 108,其表示为信道特征矩阵“H”。每个单独的矩阵元素 $H_{i,j}$ 是接收天线 105j 接收到的传输天线 104i 的训练信号传输的信道特征。

[0093] 在这点上,信号处理子系统 107 将矩阵 H108 求逆以产生 H^{-1} ,并且等待从发射天线 104 来的实际数据的传输。注意,多种在可用文献中描述的现有 MIMO 技术可用于确保 H 矩阵 108 可逆。

[0094] 在实施中,要传输的数据的内容(payload)送到数据输入子系统100。然后在送到编码和调制子系统102之前,其被分配器(splitter)101分割为三部分。例如,如果内容是“abcdef”的ASCII比特,它就可以被分配器分割为三个子内容“ad”、“be”和“cf”。然后,每个子内容单独发送给编码和调制子系统102。

[0095] 通过使用适合每个信号的统计独立性和纠错能力的编码系统,单独地对每个子内容进行编码。这些包括,而不仅仅限于,Reed-Solomon编码、维特比编码(Viterbi coding)和增强编码(Turbo Codes)。最后,使用对信道合适的调制方法对这三个编码后的子内容中的每一个进行调制。示例性的调制方法是差分相移键控调制(“DPSK”)、64-QAM调制和OFDM。这里应该注意的是,MIMO提供的分集增益允许较高级数的调制星座图,所述调制星座图在使用相同信道的SISO(单输入单输出)系统中也是可行的。然后,每个编码并且调制后的信号通过它自己的天线104传输出去,所述传输跟随在D/A转换单元(没有示出)的D/A转换和每个发送器103的RF生成之后。

[0096] 假设有足够的空间分集存在于发送和接收天线之间,每个接收天线105将从天线104接收三个传输信号的不同组合。每个RF接收器106将每个信号接收到并将它们转换为基带信号,然后A/D转换器(没有示出)再对信号进行数字化。如果 y_n 是由第n个接收天线105接收到的信号, x_n 是由第n个发射天线104发送的信号,N是噪声,那么这就能以下列等式描述。

$$[0097] \quad y_1 = x_1H_{11} + x_2H_{12} + x_3H_{13} + N$$

$$[0098] \quad y_2 = x_1H_{21} + x_2H_{22} + x_3H_{23} + N$$

$$[0099] \quad y_3 = x_1H_{31} + x_2H_{32} + x_3H_{33} + N$$

[0100] 假设这是一个具有三个未知量的三个等式的系统,那么这就是信号处理子系统107推导出 x_1 、 x_2 和 x_3 的线性代数的问题了(假设N在足够低的水平,允许对信号进行解码):

$$[0101] \quad x_1 = y_1H_{11}^{-1} + y_2H_{12}^{-1} + y_3H_{13}^{-1}$$

$$[0102] \quad x_2 = y_1H_{21}^{-1} + y_2H_{22}^{-1} + y_3H_{23}^{-1}$$

$$[0103] \quad x_3 = y_1H_{31}^{-1} + y_2H_{32}^{-1} + y_3H_{33}^{-1}$$

[0104] 一旦推导出三个传送的信号 x_n ,它们就被信号处理子系统107解调、解码和纠错,以恢复出原来由分配器101分开的三个比特流。这些比特流在合并器单元108中合并,并从数据输出109中输出为单数据流。假设系统强健性可以克服噪声损伤,那么数据输出109产生的比特流将和引入到数据输入100中的比特流一样。

[0105] 尽管所描述的现有技术系统通常有效直到四个天线,或许直到10个之多的天线,由于在该公开的背景部分中描述的原因,具有大量天线(例如25、100或1000)时其变得很不实际。

[0106] 通常,这样的现有技术系统是双向的,返回路径以完全相同的方式实现,但是反过来,在通信信道的每一侧都具有发送和接收子系统。

[0107] 图2显示了本发明的一个实施例,在其中,基站(BS)200配置有广域网(WAN)接口(例如通过T1或其它高速连接)201并且提供有一定数量的(N个)天线202。我们暂且使用术语“基站”来指代与固定位置的一组客户进行无线通信的任何无线站点。基站的示例可为无线局域网(WLAN)中的接入点,或WAN天线或天线阵列。有一些客户装置203-207,每

个具有单天线,基站 200 通过无线方式对它们进行服务。尽管对于这个例子的目的,非常容易想到位于办公室环境的基站,在这种环境中,其为装备有无线网络的个人计算机的用户装置 203-207 提供服务,但这种结构将运用于大量的应用情况,室内和室外,在这里基站服务于无线客户。例如,所述基站可以位于蜂窝电话塔上,或者位于电视广播塔上。在一个实施例中,基站 200 被安置于地面,用于 HF 频率的(例如 24MHz 的频率)上行传送,以将信号从电离层反射回来,如 2004 年 4 月 20 日提出的,序列号为 No. 10/817,731,题目为 SYSTEM AND METHOD FOR ENHANCING NEAR VERTICAL INCIDENTCE SKYWAVE (“NVIS”) COMMUNICATION USING SPACE-TIME CODING 的同时未决的申请描述的一样,其被支配给本申请的代理人,在这里作为参考。

[0108] 与基站 200 相联系的某些细节和所阐明的客户装置仅仅是为了例证的目的,而不是根据本发明的根本原理必需的。例如,该基站可以经由 WAN 接口 201 连接于多个不同类型的广域网,其包括专用广域网,例如那些用于数字视频发送的广域网。类似地,客户装置可以是任何种类的无线数据处理和 / 或通信装置,其包括,而不仅仅局限于,蜂窝电话、个人数字助理 (“PDA”)、接收器和无线相机。

[0109] 在一个实施例中,基站的 n 个天线 202 在空间上是分开的,从而每一个发送和接收非空间相关的信号,就好像所述基站是现有技术 MIMO 的收发器一样。如在背景技术中所描述的,天线以 $\lambda / 6$ (即 1/6 波长) 间隔放置的实验已经做出,其成功地实现了从 MIMO 的吞吐量提升,但一般来说,这些基站天线越进一步分开放置,系统的性能就越好, $\lambda / 2$ 是令人满意的最小距离。当然,本发明的根本原理不限于天线间任何特定的分离。

[0110] 注意,单基站 200 可以很好地将其天线放置于很远的距离。例如,在 HF 频谱中,天线可以有 10 米或更远(例如,在上面提到的 NVIS 实现中)。如果使用 100 个这样的天线,该基站的天线阵列就可以占有几个平方公里的面积。

[0111] 除了空间分集技术之外,为了提高系统的有效吞吐量,本发明的一个实施例将信号极化。通过极化来提高信道容量是一种公知的技术,其已经被卫星电视供应商使用了很多年。使用极化技术,可以使多个(例如三个)基站或用户天线互相间非常接近,并且仍然是非空间相关的。尽管传统的 RF 系统通常仅仅受益于极化的二维(例如 x 和 y)分集,但这里描述的结构可进一步受益于极化的三维(x、y 和 z)分集。

[0112] 除了空间和极化分集之外,本发明的一种实施方式采用近乎正交的辐射方向图(pattern),以经由方向图分集来改善链路性能。方向图分集可改善 MIMO 系统的容量和误码率性能,且其相比于其他天线分集技术的优点可参见以下文章:

[0113] [17] L. Dong, H. Ling, and R. W. Heath Jr., “Multiple-input multiple-output
[0114] wireless communication systems using antenna pattern diversity,” Proc. IEEE Glob. Telecom. Conf., vol. 1, pp. 997-1001, Nov. 2002.

[0115] [18] R. Vaughan, “Switched parasitic elements for antenna diversity,” IEEE
[0116] Trans. Antennas Propagat., vol. 47, pp. 399-405, Feb. 1999.

[0117] [19] P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, “Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds,” IEEE Trans. on Veh. Technol, vol. 53, pp. 1035-1042, July 2004

[0118] [20] C. B. Dietrich Jr, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, “Spatial,

polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals,” Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 49, pp. 1271-1281, Sep. 2001.

[0119] [21] A. Forenza and R. W. Heath, Jr., “Benefit of Pattern Diversity Via 2-element Array of Circular Patch Antennas in Indoor Clustered MIMO Channels”, IEEE Trans. on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 943-954, May 2006.

[0120] 通过使用方向图分集,可使得多个基站或用户天线相互之间非常接近,且尽管如此也不会在空间上相关联。

[0121] 图 3 提供了图 2 中所示的基站 200 和客户装置 203-207 的一个实施例的额外细节。为了简化的目的,该基站 300 仅仅显示为三个天线 305 和三个客户装置 306-308。然而,需要注意的是,这里描述的本发明的实施例可以用几乎无限数量的天线 305 (即,仅仅由可用的空间和噪声来限制) 和客户装置 306-308 来实现。

[0122] 图 3 与图 1 所示的现有技术 MIMO 结构类似,其中,两者在通信信道的每一端有三个天线。显著的区别是,在现有技术的 MIMO 系统中,图 1 右侧的三个天线 105 互相之间是固定距离 (例如,集成在单一装置中),从每个天线 105 接收到的信号一起在信号处理子系统 107 中得到处理。相比之下,在图 3 中,图右侧的三个天线 309 每一个都耦合到不同的客户装置 306-308 上,每个所述客户装置都可以分布于基站 305 的范围内的任何地方。这样,每个客户装置接收到的信号可以在其编码、调制、信号处理子系统 311 中独立于其它两个接收到的信号而得到处理。因此,与多重输入 (即天线 105) 多重输出 (即天线 104) 的“MIMO”系统相比较,图 3 显示了多重输入 (即天线 305) 分布式输出 (即天线 305) 系统,以下指“MIDO”系统。

[0123] 注意,本申请使用与之前的申请不同的术语用法,以更好地符合学术界及行业惯例。在之前所引用的 2004 年 4 月 20 日提交的题为“SYSTEM AND METHOD FOR ENHANCING NEAR VERTICAL INCIDENCE SKYWAVE (“NVIS”) COMMUNICATION USING SPACE-TIME CODING”的共同待审的申请 NO. 10/817, 731 以及 2004 年 7 月 30 日提交的申请 NO. 10/902, 978 (本申请是该申请的继续申请) 中,“输入”和“输出” (在 SIMO、MISO、DIMO 以及 MIDO 的环境中) 的意思与该术语在本申请中的表意是相反的。在之前的申请中,“输入”指输入至接收天线 (例如,图 3 中的天线 309) 的无线信号,而“输出”指发射天线 (例如,天线 305) 输出的无线信号。在学术界和无线行业中,通常使用“输入”和“输出”的反义,其中“输入”指输入至信道的无线信号 (即,从天线 305 发送的无线信号),而“输出”指从信道输出的无线信号 (即,天线 309 所接收的无线信号)。本申请采用此术语用法,该用法与本段之前所引用的申请中的用法相反。因此,以下绘示了几个申请之间的术语用法等价形式:

[0124]	10/817, 731 和 10/902, 978		本申请
[0125]	SIMO	=	MISO
[0126]	MISO	=	SIMO
[0127]	DIMO	=	MIDO
[0128]	MIDO	=	DIMO

[0129] 图 3 所示的 MIDO 结构对于给定数量的发射天线实现了类似于 MIMO 在 SISO 系统上实现的容量提升。然而,MIMO 和图 3 所示的特定 MIDO 实施例的一个区别是,为实现多个基站天线提供的容量提升,每个 MIDO 客户装置 306-308 仅仅要求单个接收天线,而对于 MIMO,

每个客户装置至少要求与希望实现的容量倍数一样多的接收天线。假设通常有一实行的限制,其限制能够在客户装置放置多少天线(如在背景技术中解释的),典型上这就将MIMO系统限制在4个至10个天线之间(4倍至10倍的容量)。由于基站300通常从固定和装有动力的位置服务于很多客户装置,将其扩展为远超过10个天线,和用适当的距离分离天线以实现空间分集是很实际的。如所述,每个天线装备有收发器304和一部分编码、调制和信号处理部件303的处理能力。值得注意的是,在此实施例中,无论基站300扩展多少,每个客户装置306-308将仅仅要求一个天线309,因此对于单用户客户装置306-308的成本将很低,并且基站300的成本可以在大基数的用户中分担。

[0130] 在图4至图6中,显示了如何完成从基站300到客户装置306-308的MIMO传输的例子。

[0131] 在本发明的一个实施例中,MIMO传输开始之前,信道被特征化。对于MIMO系统,每个天线405对训练信号一个接一个进行传输。图4仅仅显示了第一个训练信号的传输,但对于三个天线405来说,共有三个分开的传输。每个训练信号由编码、调制和信号处理子系统403生成,通过D/A转换器转换成模拟信号,并作为RF信号通过每个RF收发器404发送出去。可用的各种不同的编码、调制和信号处理技术包括,而不局限于那些上面描述的技术(例如,Reed Solomon、维特比编码(Viterbi Coding);QAM、DPSK、QPSK调制等等)。

[0132] 每个客户装置406-408通过其天线409接收训练信号并通过收发器410将该训练信号转换成基带信号。A/D转换器(没有示出)在该信号被编码、调制和信号处理子系统411处理的地方将其转换成数字信号。然后信号特征逻辑单元320识别所得信号的特征(例如,识别上述的相位和振幅失真)并将该特征存放到存储器中。这个特征处理过程类似于现有技术的MIMO系统的处理过程,一个显著的区别是,每个客户装置仅仅计算其一个天线,而不是 n 个天线的特征向量。例如,已知模式的所述训练信号将客户装置406的编码、调制和信号处理子系统420初始化(在产生时通过在发送的信息中接收它,或通过其他初始化处理)。当天线405以已知模式发送该训练信号的时候,编码、调制和信号处理子系统420使用相关法来找到最强的训练信号接收模式,其将相位和振幅偏移保存起来,然后其将该模式从接收到的信号中间减掉。接下来,其找到与所述训练信号相关的第二强接收模式,将相位和振幅偏移保存起来,然后其将第二强模式从所述接收到的信号中减掉。该处理一直进行,直到保存了某固定数量的相位和振幅偏移(例如,8个)或可探测的训练信号模式下降到给定的背景噪声之下。该相位/振幅偏移的向量成为向量413的元素 H_{11} 。与此同时,客户装置407和408的编码、调制和信号处理子系统执行同样的处理,产生它们的向量元素 H_{21} 和 H_{31} 。

[0133] 信道特征存放的存储器可以是非易失性存储器,例如闪存,或硬盘,和/或易失性存储器,例如随机存取存储器(例如,SDRAM、RDAM)。此外,不同的用户装置可以同时使用不同类型的存储器来存储特征信息(例如PDA可是使用闪存,而笔记本电脑可是使用硬盘)。在各种客户装置或基站上,本发明根本的原理不限于任何特定类型的存储机构。

[0134] 如上所述,根据所使用的方案,由于每个客户装置406-408仅有一个天线,每个仅仅存储 H 矩阵的 1×3 行413-415。图4显示了第一训练信号传输后的阶段,这里, 1×3 行413-415的第一列存储了三个基站天线405的第一个天线的信道特征信息。其余两列存储了从其余两个基站天线的接下来的两个训练信号传输的信道特征。注意,为了例证的目的,

所述三个训练信号 模式在分开的时间传输。如果选择了三个训练信号模式从而互不相关，那么它们可以同时传输，因此减少训练时间。

[0135] 如图 5 所示，所有三个导频传输完成之后，每个客户装置 506-508 将已经存储起来的矩阵 H 的 1×3 行 513-515 发送回基站 500。为了简化的目的，在图 5 中仅显示有一个客户装置 506 传送其特征信息。结合适当的纠错编码（例如 Reed Solomon、维特比编码 (Viterbi Coding) 和 / 或增强编码 (TurboCodes)），可以使用合适的调制方法（例如 DPSK、64QAM、OFDM）来确保基站 500 准确地接收行 513-515 中的数据。

[0136] 图 5 中，尽管所有三个天线 505 显示接收信号，但是对于接收每 1×3 行 513-515 的传输，基站 500 的单天线和单收发器已经足够了。然而，在一定条件下，使用很多或所有天线 505 和收发器 504 来接收每个传输（即，在编码、调制和信号处理子系统 503 中使用现有技术的单输入多重输出（“SIMO”）处理技术）可以实现比单天线 505 和收发器 504 更好的信噪比 (SNR)。

[0137] 当基站 500 的编码、调制和信号处理子系统 503 从每个客户装置 507-508 接收所述 1×3 行 513-515 的时候，其将所述 1×3 行 513-515 存入 3×3 的 H 矩阵 516 中。对于客户装置，基站可以使用很多不同的存储技术来存储矩阵 516，其包括，但不局限于，非易失性海量存储器（例如硬盘）和 / 或易失性存储器（例如 SDRAM）。图 5 显示了基站已经接收和存储了来自客户装置 509 的 1×3 行 513 的阶段。当 1×3 行 514 和 515 从其余客户装置传输的时候，它们可以被传输并保存在 H 矩阵 516 中，直到整个 H 矩阵 516 被存储起来。

[0138] 参考图 6，现在将描述从基站 600 到客户装置 606-608 的 MIMO 传输的实施例。因为每个客户装置 606-608 是独立的装置，所以每个装置接收不同的数据传输。这样，基站 600 的实施例包括位于 WAN 接口 601 和编码、调制与信号处理子系统 603 之间对它们进行通信联络的路由器 602，其从 WAN 接口 601 接收多个数据流（格式为比特流），分别对应于每个客户装置 606-608 将所述数据流按分开的数据流 u_1-u_3 发送。为此目的，该路由器 602 可以使用各种已知的路由技术。

[0139] 如图 6 所示，将所述三个比特流， u_1-u_3 ，路由进所述编码、调制和信号处理子系统 603 中，将它们编码为统计独立的纠错流（例如，使用 ReedSolomon、维特比或增强编码），并用对信道合适的调制方法（例如 DPSK、64QAM 或 OFDM）将它们调制。此外，图 6 显示的实施例包括信号预编码逻辑单元 630，基于信号特征矩阵 616，该信号预编码逻辑单元 630 用于对从每个天线 605 发送来的信号进行唯一编码。特别地，在该实施例中，预编码逻辑单元 630 将图 6 中的三个比特流 u_1-u_3 与 H 矩阵 616 的逆矩阵相乘以生成三个新的比特流 $u'_1-u'_3$ ，而不是将每个编码和调制过的比特流路由到分开的天线（如图 1 中所做）。然后，D/A 转换器（没有示出）将所述的三个预编码比特流转换为模拟信号，收发器 604 和天线 605 将其作为 RF 信号发送出去。

[0140] 在解释客户装置 606-608 如何接收所述比特流之前，将描述预编码模块 630 执行的操作。类似于上面图 1 中 MIMO 的例子，三个原始比特流中每一个比特流的编码和调制过的信号将表示为 u_n 。在图 6 所示的实施例中，每个 u_i 包含路由器 602 所路由的三个比特流来的数据，每个这样的比特流将成为三个用户装置 606-608 其中的一个。

[0141] 然而，不象图 1 中的 MIMO 例子，那里，每个 x_i 有各天线 104 发送，在图 6 所示的本发明的实施例中，在每个客户装置天线 609 接收各 u_i （加上信道中任何的噪声 N）。为实现这

样的结果,三个天线 605 中的每一个的输出(我们将其表示为 v_i)是 u_i 和特征化每个客户装置的 H 矩阵的函数。在实施例中,编码、调制和信号处理子系统 630 通过执行下列等式来计算各 v_i :

$$[0142] \quad v_1 = u_1 H_{11}^{-1} + u_2 H_{12}^{-1} + u_3 H_{13}^{-1}$$

$$[0143] \quad v_2 = u_1 H_{21}^{-1} + u_2 H_{22}^{-1} + u_3 H_{23}^{-1}$$

$$[0144] \quad v_3 = u_1 H_{31}^{-1} + u_2 H_{32}^{-1} + u_3 H_{33}^{-1}$$

[0145] 因此,不像 MIMO,那里,信道将信号变换之后在接收器计算各 x_i ,而这里描述的本发明的实施例在信道将信号变换之前在发送器求解每个 v_i 。每个天线 609 接收已经从其它用于其它天线 609 的 u_{n-1} 比特流中分离出来的 u_i 。每个收发器 610 将各接收到的信号转换成基带信号,这里 A/D 转换器(没有示出)对其进行数字化,各编码、调制和信号处理子系统 611 对其 x_i 比特流进行解调和解码,并将其比特流送到客户装置使用的的数据接口 612(例如,客户装置上的应用程序)。

[0146] 这里描述的本发明的实施例可以使用多种不同的编码和调制方法来实现。例如,在 OFDM 实现中,其中频谱被分为多个分频带,这里描述的技术可用于特征化每个单独的分频带。然而,如上所述,本发明的根本原理不限于任何特定的调制方法。

[0147] 如果客户装置 606-608 是便携式数据处理装置,例如 PDA、笔记本电脑和 / 或无线电话的话,那么由于客户装置可能会从一个位置移动到另外一个,则信道特征会频繁发生改变。这样,在本发明的一个实施例中,基站的信道特征矩阵 616 不断地得到更新。在一个实施例中,基站 600 周期地(每 250 毫秒)发出新的训练信号到每个客户装置,每个客户装置将其信道特征向量不断地发送回基站 600 以确保信道特征保持准确(例如,如果环境改变或客户装置移动从而影响到信道)。在一个实施例中,在发送到每个客户装置的实际数据信号中对训练信号进行交织。典型地,所述训练信号的吞吐量远低于所述数据信号的吞吐量,因此这对系统总的吞吐率将几乎没有影响。相应地,在该实施例中,信道特征矩阵 616 在基站主动与各客户装置进行通信时可以不断得到更新,从而当客户装置从一个位置移动到下一个位置,或环境发生改变从而影响到信道的时候保持准确的信道特征。

[0148] 图 7 中所示的本发明的一个实施例使用 MIMO 技术来改善上行通信信道(即,从客户装置 706-708 到基站 700 的信道)。在该实施例中,基站中的上行信道特征逻辑单元 741 不断对从每个客户装置来的信道进行分析和特征化。特别地,每个客户装置 706-708 发送训练信号到基站 700,那里信道特征逻辑单元 741 分析以产生 $N \times M$ 的信道特征矩阵 741,这里 N 是客户装置的数量, M 是基站所使用的天线的数量。图 7 所示的实施例在基站使用三个天线 705 和三个客户装置 706-708,这导致了存放于基站 700 的 3×3 信道特征矩阵 741。客户装置可以将图 7 所示的 MIMO 上行传输用于将数据发送回基站 700 和将信道特征向量传回基站 700,如图 5 所示。但是和图 5 所示的实施例不同的是,在图 5 中,每个客户装置的信道特征向量以分开的时间进行传输,而图 7 所示的方法允许从多个客户装置同时将信道特征向量传输回基站 700,从而大大降低信道特征向量对回程信道吞吐率的影响。

[0149] 如上所述,每个信号的特征可以包括很多因素,例如,其包括相对于接收器内部的参考信号、绝对参考信号、相对参考信号、特征噪声或其他因素的相位和振幅。例如,在正交幅度调制所调制的信号中,所述特征可以是信号的几个多径映像的相位和振幅偏移向量。另一个例子是,在正交频分复用所调制的信号中,所述特征可以是 OFDM 频谱中几个或所有

单个分量信号的相位和振幅偏移向量。所述训练信号可以由各客户装置的编码和调制子系统 711 生成, D/A 转换器 (未示出) 将该训练信号转换成模拟信号, 然后各客户装置的发送器 709 将其从基带信号转换成 RF 信号。在一个实施例中, 为了确保训练信号的同步, 客户装置仅仅在基站请求的时候传送训练信号 (例如, 在循环 (round robin) 的情况下)。此外, 可以在从各客户装置发送来的实际数据信号中对训练信号进行交织, 或者训练信号可以和所述实际数据信号一起传输。因此, 即使客户装置 706-708 是移动的, 上行信道特征逻辑单元 741 也可以连续地传输和分析该训练信号, 从而确保信道特征矩阵 741 保持更新。

[0150] 本发明的前述实施例所支持的总的信道容量可以被定义为 $\min(N, M)$, 这里, M 是客户装置的数量, 而 N 是基站天线的数量。也就是说, 容量由基站侧或客户侧的天线数量所限定。如此, 本发明的一个实施例使用同步技术来确保在给定时间内不超过 $\min(N, M)$ 个天线在发送 / 接收。

[0151] 在典型的情况下, 基站 700 的天线 705 的数量将少于客户装置 706-708 的数量。图 8 显示了一个示例性的情况, 其允许 5 个客户装置 804-808 与具有三个天线 802 的基站进行通信。在这个实施例中, 确定总的客户装置 804-808 的数量并且检测到必要的信道特征信息 (例如, 上面的描述) 之后, 基站 800 选择第一群与其进行通信的三个客户 810 (因为 $\min(N, M) = 3$, 所以在此例中是三个客户)。在与第一群客户 810 通信了指定时间之后, 基站就选择另一群与其通信的三个客户 811。为了均匀分配通信信道, 基站 800 选择没有包含在第一群中的两个客户装置 807、808。此外, 由于额外的天线是可用的, 基站 800 就选择包含在第一群中的额外的客户装置 806。在一个实施例中, 基站 800 以这种方式在客户群众循环, 从而能够有效地分配给每个客户在时间上相同数量的吞吐量。例如, 为了均匀分配吞吐量, 基站可以接着选择除客户装置 806 之外的三个客户装置的任何组合 (即, 由于客户装置 806 用于在开始的两个循环中与基站进行通信)。

[0152] 在一个实施例中, 除了标准的数据通信之外, 基站可以使用前述技术来传送训练信号到各客户装置和从各客户装置接收训练信号和信号特征数据。

[0153] 在一个实施例中, 某些客户装置或客户装置群可以分配到不同水平的吞吐量, 例如, 可以把客户装置区分优先次序, 从而可以确保相对较高优先级的客户装置必较低优先级的客户装置有更多的通信周期 (即, 更多的吞吐量)。基于一定数量的变量, 可以对客户的“优先级”进行选择, 所述变量包括, 例如, 用户的对无线带宽的预订费 (例如, 用于愿意为额外吞吐量付出更多), 和 / 或通信到 / 从客户装置的数据类型 (例如, 实时通信, 譬如电话语音和视频, 获得高于非实时通信的优先级, 例如电子邮件)。

[0154] 在基于各客户装置要求的当前负载, 基站动态分配吞吐量的实施例中。例如, 如果客户装置 804 直播视频流, 而其它装置 805-808 在执行例如电子邮件的非实时功能, 那么基站 800 可以给该客户 804 分配相对较多的吞吐量。然而, 应该注意的是, 本发明的根本原理不限于任何特定的吞吐量分配技术。

[0155] 如图 9 所示, 两个客户装置 907、908 可以非常接近, 使得所述客户的信道特征在实际上是一样的。结果, 基站将接收和存储两个客户装置 907、908 的实际上相等的信道特征向量, 因此这将不能产生对于各客户唯一的、空间分布的信号。相应地, 在一个实施例中, 基站将确保相互距离非常接近的任何两个或更多客户装置被分配给不同的群。例如, 在图 9 中, 基站 900 首先和客户装置 904、905 以及 908 的第一群 910 通信, 然后和客户装置 905、

906、907 的第二群 911 通信,这确保了客户装置 907 和 908 在不同的群中。

[0156] 可选择地,在一个实施例中,基站 900 同时和客户装置 907 以及 908 进行通信,但使用已知的信道复用技术来对通信信道进行复用。例如,基站可以使用时分复用 (“TDM”)、频分复用 (“FDM”) 或码分多址 (“CDMA”) 技术来分开客户装置 907 和 908 之间单个的、空间相关的信号。

[0157] 尽管上述各客户装置装备有单天线,但可以通过使用具有多个天线的客户装置来实现本发明的根本原理以提高吞吐量。例如,当用在上述的无线系统上时,具有 2 个天线的客户将实现 2 倍的吞吐量提升,具有 3 个天线的客户将实现 3 倍的吞吐量提升,等等 (即,假设天线之间的空间和角度分离是足够的)。当通过具有多个天线的客户装置循环的时候,基站可以应用同样的一般规则。例如,其可以将每个天线看作分开的客户,并将吞吐量分配给那个 “客户”,就如同它是任何其它客户一样 (例如,确保每个客户提供有足够或相当的通信周期)。

[0158] 如上所述,本发明的一个实施例使用上述的 MIMO 和 / 或 MIMO 信号传输技术在近乎垂直入射天波 (“NVIS”) 中提高信噪比和吞吐量。参考图 10,在本发明的一个实施例中,装备有 N 个天线 1002 的矩阵的第一 NVIS 基站 1001 用于和 M 个客户装置 1004 进行通信。所述 NVIS 天线 1002 和多种用户装置的天线 1004 以和垂直方向约成 15 度以内的角度将信号上行传送以获得想要的 NVIS 并且将地面波干扰效应降到最低。在一个实施例中,天线 1002 和客户装置 1004 使用上述的多种 MIMO 和 MIMO 技术在 NVIS 频谱中的指定频率 (例如在载波频率或低于 23MHz 的频率,但通常低于 10MHz 的频率上) 支持多个独立的数据流 1006,从而显著提高了在指定频率的吞吐量 (即,以和统计独立的数据流的数量成正比)。

[0159] 服务于给定基站的所述 NVIS 天线相互之间可以有很远的物理距离。假设低于 10MHz 的长波长和信号传播的长距离 (300 英里的往返距离),几百码,甚至是几英里的天线物理间隔能够在分集上提供益处。在这样的条件下,单独的天线信号可以被收回到中心位置,用传统的有线或无线通信系统对其进行处理。可选择地,每个天线可以具有本地设备来处理其信号,然后使用传统的有线或无线通信系统将该数据传输回中心位置。在本发明的一个实施例中,NVIS 基站 1001 具有到因特网 1010 (或其它广域网) 的宽带链路 1015,从而提供给客户装置 1003 远程、高速、无线网络访问。

[0160] 在一种实施方式中,基站和 / 或用户可利用极化 / 方向图分集 (patterndiversity) 技术,以在提供分集与提升吞吐量的同时,减小阵列大小和 / 或用户距离。例如,在具有 HF 传输的 DIMO 系统中,由于极化 / 方向图分集,用户可位于同一位置且他们的信号不会相关联。特别地,通过使用方向图分集,一用户可经由地波而与基站进行通信,而其他用户可经由 NVIS 而与基站进行通信。

[0161] 本发明的附加实施方式

[0162] I、利用 I/Q 不平衡来进行 DIDO-OFDM 预编码

[0163] 本发明的一种实施方式采用用于对具有正交频分复用 (OFDM) 的分布式输入分布式输出 (DIDO) 系统中的同相正交 (I/Q) 不平衡进行补偿的系统和方法。简言之,根据本实施方式,用户设备对信道进行估计,并将该信息回馈至基站;基站计算出预编码矩阵,以消除 I/Q 不平衡所导致的载波之间和用户之间的干扰;以及并行数据流经由 DIDO 预编码而被发送至多个用户设备;该用户设备经由零强制 (ZF)、最小均方误差 (MMSE) 或最大似然 (ML)

接收机来对数据进行解调,以抑制剩余干扰。

[0164] 如下所详述的,本发明该实施方式的一些显著特征包括,但不限于:

[0165] 预编码以用于消除 OFDM 系统中来自镜像调 (mirror tone) 的载波间干扰 (ICI) (因 I/Q 不匹配所导致);

[0166] 预编码以用于消除 DIDO-OFDM 系统中的用户间干扰和 ICI (因 I/Q 不匹配所导致);

[0167] 用于经由采用块对角化 (BD) 的 DIDO-OFDM 系统中的 ZF 接收机来消除 ICI (因 I/Q 不匹配所导致) 的技术;

[0168] 用于经由 DIDO-OFDM 系统中的预编码 (在发射机处) 和 ZF 或 MMSE 滤波器 (在接收机处) 来消除用户间干扰和 ICI (因 I/Q 不匹配所导致) 的技术;

[0169] 用于经由 DIDO-OFDM 系统中的预编码 (在发射机处) 和类似于最大似然 (ML) 检测器的非线性检测器 (在接收机处) 来消除用户间干扰和 ICI (因 I/Q 不匹配所导致) 的技术;

[0170] 使用基于信道状况信息的预编码以用于消除 OFDM 系统中来自镜像调 的载波间干扰 (ICI) (因 I/Q 不匹配所导致);

[0171] 使用基于信道状况信息的预编码以用于消除 DIDO-OFDM 系统中来自镜像调的载波间干扰 (ICI) (因 I/Q 不匹配所导致);

[0172] 在基站处使用 I/Q 不匹配已知 DIDO 预编码器 (I/Q mismatch aware DIDO precoder), 以及在用户终端处使用 I/Q 已知 DIDO 接收机;

[0173] 在基站处使用 I/Q 不匹配已知 DIDO 预编码器 (I/Q mismatch aware DIDO precoder), 在用户终端处使用 I/Q 已知 DIDO 接收机, 以及使用 I/Q 已知信道估计器;

[0174] 在基站处使用 I/Q 不匹配已知 DIDO 预编码器, 在用户终端处使用 I/Q 已知 DIDO 接收机, 以及使用 I/Q 已知信道估计器和 I/Q 已知 DIDO 反馈生成器 (该生成器将信道状况信息从用户终端发送至站点);

[0175] 在基站处使用 I/Q 不匹配已知 DIDO 预编码器, 以及使用 I/Q 已知 DIDO 配置器 (该配置器使用 I/Q 信道信息来执行各种功能, 包括用户选择、自适应编码和调制、空时频映射或预编码器选择);

[0176] 使用 I/Q 已知 DIDO 接收机 (该接收机经由采用块对角化 (BD) 预编码器的 DIDO-OFDM 系统中的 ZF 接收机来消除 ICI (因 I/Q 不匹配所导致));

[0177] 使用 I/Q 已知 DIDO 接收机 (该接收机经由 DIDO-OFDM 系统中的预编码 (在发射机处) 和类似于最大似然 (ML) 检测器的非线性检测器 (在接收机处) 来消除用户间干扰和 ICI (因 I/Q 不匹配所导致)); 以及

[0178] 使用 I/Q 已知 DIDO 接收机 (该接收机经由 DIDO-OFDM 系统中的 ZF 或 MMSE 滤波器来消除 ICI (因 I/Q 不匹配所导致))。

[0179] a、背景

[0180] 典型无线通信系统的发送和接收信号包含同相正交 (I/Q) 分量。在实际的系统中, 该同相正交分量可能会由于混频和基带操作中的缺陷而失真。这些失真 (distortion) 表现为 I/Q 相位、增益和延迟不匹配。相位不平衡是由调制器 / 解调器中的正弦 (sine) 和余弦 (cosine) 并未正确正交而导致的。增益不平衡是由同相正交分量之间的不同增幅而

导致的。由于模拟电路中的 I 和 Q 轨道 (rail) 之间的延迟不同,还可能存在附加失真,该失真称之为延迟不平衡。

[0181] 在正交频分复用 (OFDM) 系统中, I/Q 不平衡会导致来自发射调的载波间不平衡 (ICI)。该影响已在一些资料中得到了研究,且在以下资料中,已提出了用于对单输入单输出 SISO-OFDM 系统中的 I/Q 不匹配进行补偿的方法: M. D. Benedetto 和 P. Mandarini, "Analysis of the effect of the I/Q baseband filter mismatch in an OFDM modem," *Wireless personal communications*, pp. 175-186, 2000; S. Schuchert 和 R. Hasholzner, "A novel I/Q imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals," *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, Aug. 2001; M. Valkama, M. Renfors 和 V. Koivunen, "Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Oct. 2001; R. Rao 和 B. Daneshrad, "Analysis of I/Q mismatch and a cancellation scheme for OFDM systems," *IST Mobile Communication Summit*, June 2004; A. Tarighat, R. Bagheri 和 A. H. Sayed, "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers," *Signal Processing, IEEE Transactions on* [还可参见 *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on*], vol. 53, pp. 3257-3268, Aug. 2005。

[0182] 以下资料中示出了该工作向多输入多输出 MIMO-OFDM 系统的扩展: R. Rao 和 B. Daneshrad, "I/Q mismatch cancellation for MIMO OFDM systems," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004; PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, vol. 4, 2004, pp. 2710-2714。对于空间复用 (SM), 请参见 R. M. Rao, W. Zhu, S. Lang, C. Oberli, D. Browne, J. Bhatia, J. F. Frigon, J. Wang, P; Gupta, H. Lee, D. N. Liu, S. G. Wong, M. Fitz, B. Daneshrad, 和 O. Takeshita, "Multiantenna testbeds for research and education in wireless communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 12, pp. 72-81, Dec. 2004; S. Lang, M. R. Rao 和 B. Daneshrad, "Design and development of a 5.25 GHz software defined wireless OFDM communication platform," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 6, pp. 6-12, June 2004; 对于正交空时分组码 (OSTBC), 请参见 A. Tarighat 和 A. H. Sayed, "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 53, pp. 3583-3596, Sep. 2005。

[0183] 不幸的是,目前并不存在介绍如何对分布式输入分布式输出 (DIDO) 通信系统中的 I/Q 增益和相位不平衡误差进行校正的资料。以下所述的本发明实施方式提供了一种解决这些问题的方案。

[0184] DIDO 系统包括一具有分布式天线的基站,该基站在利用相同于传统 SISO 系统的无线资源 (即,相同的时隙持续时间和频带),发送并行数据流 (经预编码的) 至多个用户,以增强下行链路吞吐量。S. G. Perlman 和 T. Cotter 于 2004 年 7 月 30 提交的题为 "System and Method for Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications" 的申请 No. 10/902,978 ("在先申请") 给出了 DIDO 系统的详细说明,该申请被转让给了本申请的受让人,且该申请作为参考而被结合于此。

[0185] 存在多种方式实现 DIDO 预编码器。一种方案是以下资料中所描述的块对角

化 (BD) ;Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst 和 M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Sig. Proc, vol. 52, pp. 461-471, Feb. 2004 ;K. K. Wong, R. D. Murch, 和 K. B. Letaief, "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antennasystems," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, Jul 2003 ;L. U. Choi 和 R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, Jan 2004 ;Z. Shen, J. G. Andrews, R. W. Heath 和 B. L. Evans, "Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization," 被接受发表在 IEEE Trans. Sig. Proc, Sep. 2005 ;Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath 和 B. L. Evans, "Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization," 被提交至 IEEE Trans. Wireless Comm., Oct. 2005 ;R. Chen, R. W. Heath, 和 J. G. Andrews, "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers," 被接受至 IEEE Trans, on Signal Processing, 2005。这些材料中所给出的用于 I/Q 补偿的方法设想了 BD 预编码器, 且该预编码器可被扩展至 DIDO 预编码的任何类型。

[0186] 在 DIDO-OFDM 系统中, I/Q 不匹配会导致两种影响: ICI 和用户间干扰。与 SISO-OFDM 系统中相类似, 前者是由于来自镜像调的干扰造成的。后者是由于以下事实引起的, 即 I/Q 不匹配会破坏 DIDO 预编码器的正交, 从而在用户之间产生干扰。可通过在此所述的方法, 在发射机和接收机处消除此两类干扰。在此描述了三种用于 DIDO-OFDM 系统中的 I/Q 补偿的方法, 且针对具有和不具有 I/Q 不匹配, 比较了他们的性能。基于利用 DIDO-OFDM 原型所执行的仿真和实际测量, 展示了结果。

[0187] 本实施方式是在先申请的扩展。特别地, 这些实施方式与在先申请的以下特征有关:

[0188] 在先申请中所描述的系统, 其中 I/Q 轨道会受到增益和相位不平衡的影响;

[0189] 在发射机处, 使用针对信道估计所采用的训练信号来计算具有 I/Q 补偿的 DIDO 预编码器; 以及

[0190] 信号特征数据考虑到了由于 I/Q 不平衡所导致的失真, 且在发射机处, 根据本材料所提出的方法, 使用该信号特征数据来计算 DIDO 预编码器。

[0191] b、本发明的实施方式

[0192] 首先, 将描述本发明的数学模型和架构。

[0193] 在展示本方案之前, 解释核心数学概念是非常有用的。我们通过假设 I/Q 增益和相位不平衡 (本描述中并未包含相位延迟, 但该相位延迟将在 DIDO-OFDM 形式的算法中被自动处理) 来对其进行解释。为解释基本思想, 假设我们想将两个复数 $s = s_I + js_Q$ 和 $h = h_I + jh_Q$ 相乘, 且使得 $x = h*s$ 。我们使用下标来代表同相正交分量。调用以下等式:

$$[0194] \quad x_I = s_I h_I - s_Q h_Q$$

[0195] 及

$$[0196] \quad x_Q = s_I h_Q + s_Q h_I$$

[0197] 其矩阵形式可重写为:

$$[0198] \quad \begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_I & -h_Q \\ h_Q & h_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix}$$

[0199] 通过信道矩阵 (H) 来标记归一化变换。现假设 s 为所发送的符号, 且 h 为信道。可通过创建以下非归一化变换来对 I/Q 增益和相位不平衡的存在进行建模:

$$[0200] \quad \begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} \quad (A)$$

[0201] 该技巧的作用是确认可写为:

$$[0202] \quad \begin{bmatrix} h_{11} & -h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & h_{12} + h_{21} \\ h_{12} + h_{21} & h_{22} - h_{11} \end{bmatrix}$$

$$[0203] \quad = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

[0204] 现对 (A) 进行重写:

$$[0205] \quad \begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix}$$

$$[0206] \quad = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} - h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ -s_Q \end{bmatrix}$$

[0207] 我们进行以下定义:

$$[0208] \quad H_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix}$$

[0209] 及

$$[0210] \quad H_c = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix}$$

[0211] 这两个矩阵具有归一化结构, 因此可被表示为复数形式:

$$[0212] \quad h_e = h_{11} + h_{22} + j(h_{21} - h_{12})$$

[0213] 及

$$[0214] \quad h_c = h_{11} - h_{22} + j(h_{21} + h_{12})$$

[0215] 通过使用所有这些知识, 我们可将有效等式推导回具有两个信道 (等价信道 h_e 和共轭信道 h_c) 的标量形式。因此, (5) 中的有效变换变为:

$$[0216] \quad x = h_e s + h_c s^*$$

[0217] 我们将第一信道称为等价信道, 第二信道称为共轭信道。如果不存在 I/Q 增益和

相位不平衡,则该等价信道即为我们所要观察的信道。

[0218] 通过使用相类似的论据,具有 I/Q 增益和相位不平衡的离散时间 MIMO \times M 系统的输入-输出关系可示为(通过使用标量等价形式来建立他们的矩阵对应形式):

$$[0219] \quad \mathbf{x}[t] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_e[\ell] \mathbf{s}[t-\ell] + \mathbf{h}_c[\ell] \mathbf{s}^*[t-\ell]$$

[0220] 其中, t 为离散时间指数, $\mathbf{h}_e, \mathbf{h}_c \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_N]$, $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]$ 且 L 为信道抽头(channel tap)数。

[0221] 在 DIDO-OFDM 系统中,表示了频域中所接收的信号。如果满足以下等式,则从信号和系统重新调用:

$$[0222] \quad \text{FFT}_k\{s[t]\} = S[k] \text{ 则 } \text{FFT}_k\{s^*[t]\} = S^*[-k] = S^*[K-k] \text{ for } k = 0, 1, \dots, K-1$$

[0223] 利用 OFDM,对于副载波 k , MIMO-OFDM 系统的等价输入-输出关系为:

$$[0224] \quad x[k] = H_e[k]s[k] + H_c[k]s^*[K-k] \quad (1)$$

[0225] 其中, $k = 0, 1, \dots, K-1$ 为 OFDM 副载波索引, H_e 和 H_c 分别代表等价和共轭信道矩阵,定义如下:

$$[0226] \quad \mathbf{H}_e[k] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_e[\ell] e^{-j \frac{2\pi k \ell}{K}}$$

[0227] 及

$$[0228] \quad \mathbf{H}_c[k] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_c[\ell] e^{-j \frac{2\pi k \ell}{K}}$$

[0229] (1) 中的第二基值为来自镜像调的干扰。可通过构建以下迭式(stacked)矩阵系统(请仔细注意共轭值)来对其进行处理:

$$[0230] \quad \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}[k] \\ \bar{\mathbf{x}}^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e[k] & \mathbf{H}_c[k] \\ \mathbf{H}_c^*[K-k] & \mathbf{H}_e^*[K-k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}[k] \\ \bar{\mathbf{s}}^*[K-k] \end{bmatrix}$$

[0231] 其中 $\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$ 和 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 分别为发送和接收符号在频域中的向量。

[0232] 通过使用该方法,可建立有效矩阵,以用于 DIDO 操作。例如,利用 DIDO 2×2 输入-输出关系(假设每个用户具有单个接收天线),第一用户设备可考虑以下等式(在不存在噪声时):

$$[0233] \quad \begin{bmatrix} \bar{x}_1[k] \\ \bar{x}_1^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(1)}[k] & \mathbf{H}_c^{(1)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(1)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(1)*}[K-k] \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \bar{s}_1[k] \\ \bar{s}_1^*[K-k] \\ \bar{s}_2[k] \\ \bar{s}_2^*[K-k] \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0234] 而第二用户注意以下等式:

$$[0235] \quad \begin{bmatrix} \bar{x}_2[k] \\ \bar{x}_2^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(2)}[k] & \mathbf{H}_c^{(2)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(2)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \bar{s}_1[k] \\ \bar{s}_1^*[K-k] \\ \bar{s}_2[k] \\ \bar{s}_2^*[K-k] \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0236] 其中, $\mathbf{H}_e^{(m)}$, $\mathbf{H}_c^{(m)} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$ 分别代表矩阵 \mathbf{H}_e 和 \mathbf{H}_c 的第 m 行, 且 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 为 DIDO 预编码矩阵。根据 (2) 和 (3), 可注意到用户 m 所接收的符号 $x_m[k]$ 受 I/Q 不平衡所导致的两个干扰源 (即, 来自镜像调的载波间干扰 (即, $s_m^*[K-k]$) 以及用户间干扰 (即, $s_p[k]$ 以及 $s_p^*[K-k]$, $p \neq m$) 的影响。(3) 中的 DIDO 预编码矩阵 \mathbf{W} 被设计成用于消除这两个干扰项。

[0237] 可用于此处的 DIDO 预编码器存在多个不同的实施方式, 这取决于接收机处所应用的联合检测。在一种实施方式中, 可采用根据合成信道 $[\mathbf{H}_e^{(m)}, \mathbf{H}_c^{(m)}]$ (而非 $\mathbf{H}_e^{(m)}$) 所计算的块对角化 (BD) (请参见例如, Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, 和 M. Haardt, "Zeroforcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Sig. Proc, vol. 52, pp. 461-471, Feb. 2004. K. K ;Wong, R. D. Murch, 和 K. B. Letaief, "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, Jul 2003 ;L. U. Choi 和 R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, Jan 2004 ; Z. Shen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 和 B. L. Evans, "Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization," 被接受发表在 IEEE Trans. Sig. Proc, Sep. 2005 ;Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 和 B. L. Evans, "Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization," 被提交至 IEEE Trans. Wireless Comm., Oct. 2005)。因此, 目前 DIDO 系统选择预编码器, 以使得:

[0238]

$$H_w \Delta \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(1)}[k] & \mathbf{H}_c^{(1)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(1)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(1)*}[K-k] \\ \mathbf{H}_e^{(2)}[k] & \mathbf{H}_c^{(2)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(2)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_{1,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{2,1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_{2,2} \end{bmatrix} \Delta \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \\ H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0239] 其中, $\alpha_{i,j}$ 为常数, 且 $H_w^{(i,j)} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 。该方法是非常有益的, 因为通过使用该预编码器, 由于在发射机处完全消除了 I/Q 增益和相位不平衡的影响可使 DIDO 预编码器的其他方面保持原样。

[0240] 还可将 DIDO 预编码器设计为预先消除用户间干扰, 而不预先消除因 IQ 不平衡所导致的 ICI。利用该方法, 接收机 (而非发射机) 可通过采用以下所述的接收滤波器之一来对 IQ 不平衡进行补偿。因此, (4) 中的预编码设计标准可被修改为:

[0241]

$$H_w \Delta \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(1)}[k] & \mathbf{H}_c^{(1)}[k] \\ \mathbf{H}_e^{(1)*}[K-k] & \mathbf{H}_c^{(1)*}[K-k] \\ \mathbf{H}_e^{(2)}[k] & \mathbf{H}_c^{(2)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(2)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} W = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & 0 & 0 \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{3,3} & \alpha_{3,4} \\ 0 & 0 & \alpha_{4,3} & \alpha_{4,4} \end{bmatrix} \Delta \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \\ H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix}$$

[0242] (5)

$$\bar{\mathbf{x}}_1[k] = \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_1[k] \\ \bar{\mathbf{s}}_2[k] \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0244] 及

$$\bar{\mathbf{x}}_2[k] = \begin{bmatrix} H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_1[k] \\ \bar{\mathbf{s}}_2[k] \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0246] 其中对于第 m 个发送信号而言, $\bar{\mathbf{s}}_m[k] = [\bar{s}_m[k], \bar{s}_m^*[K-k]]^T$, 且 $\bar{\mathbf{x}}_m[k] = [\bar{x}_m[k], \bar{x}_m^*[K-k]]^T$ 为用户 m 所接收的符号向量。

[0247] 在接收侧, 为了对发送符号向量 $\mathbf{s}_m[k]$ 进行估计, 用户 m 采用 ZF 滤波器, 且所估计的符号向量被给定为:

[0248]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(ZF)}[k] = [(H_w^{(m,m)\dagger} H_w^{(m,m)})^{-1} H_w^{(m,m)\dagger}] \bar{\mathbf{x}}_m[k] \quad (8)$$

[0249] 虽然 ZF 滤波器最易于理解, 但接收机还可应用任意数量的本领域技术人员所公知的其他滤波器。一种大众选择为 MMSE 滤波器, 其中:

[0250]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(MMSE)}[k] = (H_w^{(m,m)\dagger} + \rho^{-1} I)^{-1} H_w^{(m,m)\dagger} \bar{\mathbf{x}}_m[k] \quad (9)$$

[0251] 且 ρ 为信噪比。可选地, 用户可执行最大似然符号检测 (或者球解码器、迭代变化)。例如, 第一用户可使用 ML 接收机, 并求解以下优化:

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(ML)}[k] = \arg \min_{\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2 \in S} \left\| \bar{\mathbf{y}}_1[k] - \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \\ H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1[k] \\ \mathbf{s}_2[k] \end{bmatrix} \right\| \quad (10)$$

[0253] 其中, S 为所有可能的向量 s 的集合, 且取决于星座图大小。该 ML 接收机给出较好的性能, 但在接收机处要求更高的复杂度。类似的一组等式可应用于第二用户。

[0254] 注意, (6) 和 (7) 中的 $H_w^{(1,2)}$ 和 $H_w^{(2,1)}$ 被假设为具有零项。该假设仅在发射预编码器能够完全消除针对 (4) 中的标准的用户间干扰的情况下有效。类似的, $H_w^{(1,1)}$ 和 $H_w^{(2,2)}$ 仅在发射预编码器能够完全消除载波间干扰 (即, 来自镜像调) 的情况下为对角矩阵。

[0255] 图 13 显示了具有 I/Q 补偿的 DIDO-OFDM 系统的架构的一种实施方式, 所述

DIDO-OFDM 系统包括位于基站 (BS) 内的 IQ-DIDO 预编码器 1302、发送信道 1304、位于用户设备内的信道估计逻辑 1306 以及 ZF、MMSE 或 ML 接收机 1308。所述信道估计逻辑 1306 经由训练信号而对信道 $H_e^{(m)}$ 和 $H_c^{(m)}$ 进行估计,并将这些估计反馈至 AP 内的预编码器。BS 计算 DIDO 预编码器权重 (矩阵 W),以预先消除因 I/Q 增益和相位不平衡所导致的干扰以及用户干扰,并将数据通过无线信道 1304 发送至用户。用户设备 m 采用 ZF、MMSE 或 ML 接收机 1308,通过利用单元 1304 所提供的信道估计来消除剩余干扰,并对数据进行解调。

[0256] 可采用以下三个实施方式来实现这 I/Q 补偿算法。

[0257] 方法 1-TX 补偿:在该实施方式中,发射机根据 (4) 中的标准来计算预编码矩阵。在接收机处,用户设备采用“简化的”ZF 接收机,其中 $H_w^{(1,1)}$ 和 $H_w^{(2,2)}$ 被假设为对角矩阵。因此,公式 (8) 简化为:

$$[0258] \quad \hat{\mathbf{s}}_m[k] = \begin{bmatrix} 1/\alpha_{m,1} & 0 \\ 0 & 1/\alpha_{m,2} \end{bmatrix} \mathbf{x}_m[k] \quad (10)$$

[0259] 方法 2-RX 补偿:在该实施方式中,发射机基于 R. Chen, R. W. Heath, and J. G. Andrews, "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuserspatial multiplexing systems with linear receivers," accepted to IEEE Trans, on Signal Processing, 2005 中描述的传统 BD 方法,计算预编码矩阵,且不针对 (4) 中的标准来消除载波间和用户间干扰。利用该方法, (2) 和 (3) 中的预编码矩阵简化为:

$$[0260] \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1}[k] & 0 & w_{1,2}[k] & 0 \\ 0 & w_{1,1}^*[K-k] & 0 & w_{1,2}^*[K-k] \\ w_{2,1}[k] & 0 & w_{2,2}[k] & 0 \\ 0 & w_{2,1}^*[K-k] & 0 & w_{2,2}^*[K-k] \end{bmatrix} \quad (12)$$

[0261] 在接收机处,用户设备如 (8) 中那样采用 ZF 滤波器。注意,该方法并不如上述方法 1 那样,在发射机处预先消除干扰。因此,其在接收机处消除载波间干扰,但并不能消除用户间干扰。此外,相比于方法 1 要求反馈 $H_e^{(m)}$ 和 $H_c^{(m)}$,在方法 2 中,用户仅需要反馈针对发射机的向量 $H_e^{(m)}$,以计算 DIDO 预编码器。因此,方法 2 特别适于具有低速率反馈信道的 DIDO 系统。另一方面,方法 2 需要用户设备处具有稍微较高的计算复杂度,以在 (8) (而非 (11)) 中计算 ZF 接收机。

[0262] 方法 3-TX-RX 补偿:在一种实施方式中,将上述两个方法合并。发射机如 (4) 那样计算预编码矩阵,而接收机根据 (8) 来对发送符号进行估计。

[0263] I/Q 不平衡 (无论是相位不平衡、增益不平衡,抑或是延迟不平衡) 会对无线通信系统中的信号质量造成有害的降级。针对此原因,以往的电路均被设计成具有较低的不平衡。然而,如上所述,可通过使用发射预编码形式的数字信号处理和 / 或特定接收机,修正该问题。本发明的一种实施方式包括具有多个新功能单元的系统,每个单元对于实现 OFDM 通信系统或 DIDO-OFDM 通信系统中的 I/Q 校正均是很重要的。

[0264] 本发明的一种实施方式使用基于信道状况信息的预编码,以消除 OFDM 系统中来自镜像调的载波间干扰 (ICI) (因 I/Q 不匹配导致)。如图 11 所示,根据本实施方式的 DIDO

发射机包括用户选择器单元 1102、多个编码调制单元 1104、对应的多个映射单元 1106、DIDO IQ 已知预编码单元 1108、多个 RF 发射机单元 1114、用户反馈单元 1112 以及 DIDO 配置器单元 1110。

[0265] 所述用户选择器单元 1102 基于反馈单元 1112 所获取的反馈信息,选择与多个用户 U_1-U_M 相关联的数据,并将该信息提供给多个编码调制单元 1104 中的每个编码调制单元 1104。每个编码调制单元 1104 对每个用户的信息比特进行编码和解调,并将它们发送至映射单元 1106。该映射单元 1106 将输入比特映射至复数符号,并将结果发送至 DIDO IQ 已知预编码单元 1108。该 DIDO IQ 已知预编码单元 1108 利用反馈单元 1112 从用户获取的信道状况信息,计算 DIDO IQ 已知预编码权重,并对从映射单元 1106 获取的输入符号进行预编码。每一个预编码数据流均由 DIDO IQ 已知预编码单元 1108 发送至 OFDM 单元 1115,该 OFDM 单元 1115 计算 IFFT,并加入循环前缀。该信息被发送至 D/A 单元 1116,该 D/A 单元 1116 进行数模转换,并将其发送至 RF 单元 1114。该 RF 单元 1114 将基带信号升频至中频/射频,并将其发送至发射天线。

[0266] 所述预编码器对常规调和镜像调一起进行操作,以补偿 I/Q 不平衡。可使用任意数量的预编码器设计标准,包括 ZF、MMSE 或加权 MMSE 设计。在优选实施方式中,预编码器可完全移除因 I/Q 不匹配所导致的 ICI,从而使得接收机不需要执行任何附加补偿。

[0267] 在一种实施方式中,所述预编码器使用块对角化标准,以在不完全消除每一用户的 I/Q 影响(这需要附加接收机处理)的情况下,完全消除用户间干扰。在另一实施方式中,所述预编码器使用零强制标准来完全消除因 I/Q 不平衡所导致的用户间干扰以及 ICI 干扰。该实施方式可在接收机处使用传统的 DIDO-OFDM 处理器。

[0268] 本发明的一种实施方式使用基于信道状况信息的预编码,以消除 DIDO-OFDM 系统中来自镜像调的载波间干扰(ICI)(因 I/Q 不匹配所导致),且每一用户采用 IQ 已知 DIDO 接收机。如图 12 所示,在本发明的一种实施方式中,系统(包括接收机 1202)包括多个 RF 单元 1208、相应地多个 A/D 单元 1210、IQ 已知信道估计器单元 1204 以及 DIDO 反馈生成器单元 1206。

[0269] 所述 RF 单元 1208 接收从 DIDO 发射机单元 1114 发送的信号,将该信号降频至基带,并将该降频后的信号提供给 A/D 单元 1210。之后,该 A/D 单元 1210 对该信号进行模数转换,并将其发送至 OFDM 单元 1213。该 OFDM 单元 1213 移除循环前缀,并进行 FFT,以将该信号报告至频域。在训练周期期间,OFDM 单元 1213 将输出发送至 IQ 已知信道估计单元 1204,该 IQ 已知信道估计单元 1204 在频域中计算信道估计。可选地,可在时域中计算所述信道估计。在数据周期(data period)期间,OFDM 单元 1213 将输出发送至 IQ 已知接收机单元 1202。该 IQ 已知接收机单元计算 IQ 接收机,并对所述信号进行解调/解码,以获取数据 1214。所述 IQ 已知信道估计单元 1204 发送所述信道估计至 DIDO 反馈生成器单元 1206,该反馈生成器单元 1204 可对所述信道估计进行量化,并经由反馈控制信道 1112 而将其发回发射机。

[0270] 图 12 所示的接收机 1202 可在任意数量的本领域技术人员所公知的标准(包括 ZF、MMSE、最大似然或 MAP 接收机)下工作。在一优选实施方式中,接收机使用 MMSE 滤波器来消除因镜像调上的 IQ 不平衡所导致的 ICI。在另一优选实施方式中,接收机使用类似于最大似然搜索的非线性检测器来联合检测镜像调上的符号。该方法具有良好的性能,但具

有更高的复杂度。

[0271] 在一种实施方式中,使用 IQ 已知信道估计器 1204 来确定接收机系数,以移除 ICI。因此,我们要求了 DIDO-OFDM 系统(使用基于信道状况信息的预编码来消除来自镜像调的载波间干扰(ICI)(因 I/Q 不匹配所导致))、IQ 已知 DIDO 接收机以及 IQ 已知信道估计器的权益。所述信道估计器可使用传统的训练信号,或可使用在同相正交信号上发送的专门构建的训练信号。可实施任意数量的估计算法,包括最小二乘法、MMSE 或最大似然。所述 IQ 已知信道估计器为 IQ 已知接收机提供输入。

[0272] 信道状况信息可通过信道互易性或通过反馈信道而被提供给站点。本发明的一实施方式包括 DIDO-OFDM 系统,该系统具有 I/Q 已知预编码器,以及用于将来自用户终端的信道状况信息传输至站点的 I/Q 已知反馈信道。该反馈信道可为物理或逻辑控制信道。其可在随机访问信道中被专用或共享。可通过使用用户终端(我们也要求了该用户终端的权益)处的 DIDO 反馈生成器来生成反馈信息。所述 DIDO 反馈生成器将所述 I/Q 已知信道估计器的输出作为输入。其可量化信道系数,或可使用任意数量本领域所公知的有限反馈算法。

[0273] 用户的分配、调制及编码率、至空时频编码时隙的映射可根据所述 DIDO 反馈生成器的结果而变化。因此,一实施方式包括 IQ 已知 DIDO 配置器,该配置器使用来自一个或多个用户的 IQ 已知信道估计来配置 DIDO IQ 已知预编码器,选择调制率、编码率、允许发送的用户的子集、以及他们的至空时频编码时隙的映射。

[0274] 为了评价所提出的补偿方法的性能,将比较三个 DIDO 2×2 系统:

[0275] 1、具有 I/Q 不匹配:通过所有的调(除了 DC 调和边缘调)进行发送,且不对 I/Q 不匹配进行补偿;

[0276] 2、具有 I/Q 补偿:通过所有的调进行发送,且通过使用上述“方法 1”来对 I/Q 不匹配进行补偿;

[0277] 3、理想的:仅通过奇数个调进行发送,以避免用户间干扰以及因 I/Q 不匹配所导致的载波间(即,来自镜像调的)干扰。

[0278] 在此之后,展示了真实传播情形中利用 DIDO-OFDM 原型进行测量所获取的结果。图 14 绘示了从上述三个系统所获取的 64-QAM 星座图。这些星座图是在同一用户位置以及固定平均信噪比($\sim 45\text{dB}$)的情况下获取的。第一星座图 1401 是非常嘈杂的(由于 I/Q 不平衡所导致来自镜像调的干扰)。第二星座图 1402 示出了一些改进(由于 I/Q 补偿)。注意,第二星座图 1402 并没有星座图 1403 所示的理想情况那样纯净(由于存在可能产生载波间干扰(ICI)的相位噪声)。

[0279] 图 15 示出了在具有和不具有 I/Q 不匹配的情况下,64-QAM 和 $3/4$ 编码率的 DIDO 2×2 系统的平均 SER(符号差错率) 1501 和每用户实际吞吐量(goodput) 1502。OFDM 带宽为 250KHZ,具有 64 个调且循环前缀长度 $L_{cp} = 4$ 。由于在理想情况下,我们仅通过调的子集来发送数据,因此根据平均每调的发射功率(而非总的发射功率)来评价 SER 和实际吞吐量性能,以保证不同情况之间的公平比较。此外,在以下结果中,我们使用发射功率的归一化值(以分贝标示),因为我们此处的目标是比较不同方案的相对(而非绝对)性能。图 15 示出了在存在 I/Q 不平衡的情况下, SER 饱和且未达到目标 SER($\sim 10^{-3}$),这与 A. Tarighat and A. H. Sayed, "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances," IEEE Trans.

Sig. Proc, vol. 53, pp. 3583-3596, Sep. 2005 中报告的结果相一致。该饱和效应是由于以下事实导致的,即信号功率和干扰功率(来自镜像调的)随着 TX 功率的增大而增大。然而,通过所提出的 I/Q 补偿方法,可消除干扰,并获得较好地 SER 性能。注意,由于 64-QAM 调制需要较大的发射功率,因此,可因为 DAC 中的振幅饱和效应而导致 SER 在高 SNR 处会具有细微的增大。

[0280] 此外,可观察到,在存在 I/Q 补偿的情况下, SER 性能非常接近理想情况。此两种情况之间, TX 功率的 2dB 间隙是由于相位噪声(该相位噪声可能会在相邻 OFDM 调之间产生附加干扰)造成的。最后,实际吞吐量曲线 1502 示出了当应用 I/Q 方法时,其相比于理想情况可发送两倍的数据,因为我们使用了所有的数据调而非仅奇数调(针对理想情况)。

[0281] 图 16 图示了在具有 I/Q 补偿或不具有 I/Q 补偿的情况下,不同 QAM 星座图的 SER 性能。我们可观察到,在此实施方式中,所提出的方法对于 64-QAM 星座图而言是特别有利的。对于 4-QAM 和 16-QAM 而言, I/Q 补偿方法会产生比具有 I/Q 不匹配的情况更差的性能,这可能是因为所提出的方法要求更大的功率来进行数据发送以及来自镜像调的干扰消除。此外,由于星座点之间的较大的最小距离, 4-QAM 和 16-QAM 并不如 64-QAM 那样受到 I/Q 不匹配的影响。参见 A. Tarighat, R. Bagheri, 和 A. H. Sayed, " Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers, " Signal Processing, IEEE Transactions on [还可参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 53, pp. 3257-3268, Aug. 2005。还可观察图 16 并通过将 I/Q 不匹配与针对 4-QAM 和 16-QAM 的理想情况进行比较而得出该结论。因此,对于 4-QAM 和 16-QAM 的情况而言,具有干扰消除(来自镜像调的)的 DIDO 预编码器所需要的附加功率并不能为 I/Q 补偿的小小利益作保。注意,可通过采用上述 I/Q 补偿方法 2 和 3 来解决该问题。

[0282] 最后,在不同的传播情况下,测量了上述三个方法的相对 SER 性能。还描述了在存在 I/Q 不匹配的情况的 SER 性能,以供参考。图 17 绘示了针对载波频率为 450.5MHz 且带宽为 250KHz 的 64-QAM DIDO 2×2 系统,在两个不同的用户位置所测量的 SER。在位置 1, 用户与处于不同房间且处于 NLOS(无视距)状态的 BS 相距 $\sim 6\lambda$ 。在位置 2, 用户与具有 LOS(视距)的 BS 相距 $\sim \lambda$ 。

[0283] 图 17 示出了所有三种补偿方法均比不进行补偿的情况表现突出。然而,应该注意的是,在任何信道情形下,方法 3 均胜过其他两种补偿方法。方法 1 和 2 的相对性能取决于传播情况。通过实际测量活动,可得出方法 1 大体上胜过方法 2, 因为其预先消除了(在发射机处) I/Q 不平衡所导致的用户间干扰。当该用户间干扰很小时,如图 17 的曲线图 1702 所示,方法 2 可胜过方法 1, 因为其不会遭受因 I/Q 补偿预编码器所导致的功率损耗。

[0284] 到目前为止,已通过仅考虑有限组传播情形(如图 17 所示)而对不同方法进行了比较。在此之后,在理想 i. i. d. (独立且具同分布的)信道中测量这些方法的相对性能。利用发射和接收侧的 I/Q 相位和增益不平衡来仿真 DIDO-OFDM 系统。图 18 示出了在仅发射机侧具有增益平衡的情况下(即,在第一发射链路的 I 轨上具有增益 0.8, 在其他轨上具有增益 1), 所提出的方法的性能。可看出,方法 3 胜过了所有其他方法。此外,与图 17 的曲线图 1702 中位置 2 处获得结果相比,在 i. i. d. 信道中,方法 1 可比方法 2 更好地执行。

[0285] 因此,给出了三种新型方法来补偿上述 DIDO-OFDM 系统中的 I/Q 不平衡,方法 3 胜过所提出的其他补偿方法。在具有低速率反馈信道的系统中,可使用方法 2 来减小 DIDO 预

编码所需的反馈量,但会导致较差的 SER 性能。

[0286] II、自适应 DIDO 发送方案

[0287] 将描述用于增强分布式输入分布式输出 (DIDO) 系统的性能的系统和方法的另一实施方式。该方法通过跟踪变化的信道状态,动态地将无线资源分配给不同的用户设备,以在满足某些目标误码率的同时增大吞吐量。所述用户设备对信道质量进行估计,并将其反馈至基站 (BS);该基站对获取自用户设备的信道质量进行处理,以选择用于下一次发送的最佳用户设备集合、DIDO 方案、调制 / 编码方案 (MCS) 以及阵列配置;所述基站经由预编码而将并行数据发送至多个用户设备,且信号在接收机处被解调。

[0288] 还描述一为 DIDO 无线链路有效分配资源的系统。该系统包括具有 DIDO 配置器的 DIDO 基站,该基站对接收自用户的反馈进行处理,以选择用于下一次发送的最佳用户集合、DIDO 方案、调制 / 编码方案 (MCS) 以及阵列配置;DIDO 系统中的接收机,该接收机对信道和其他相关参数进行测量,以生成 DIDO 反馈信号;以及 DIDO 反馈控制信道,用于将来自用户的反馈信息传输给基站。

[0289] 如以下所详述的,本发明该实施方式的一些显著特征可包括,但不限于:

[0290] 用于基于信道质量信息,自适应地选择用户数量、DIDO 发送方案 (即,天线选择或复用)、调制 / 编码方案 (MCS) 以及阵列配置,以最小化 SER,或最大化每用户的频谱效率或下行链路频谱效率的技术;

[0291] 用于定义多组 DIDO 发送模式以作为 DIDO 方案和 MCS 的组合的技术;

[0292] 用于根据信道状态将不同 DIDO 模式指派给不同的时隙、OFDM 调和 DIDO 子流的技术;

[0293] 用于基于不同用户的信道质量将不同 DIDO 模式动态地指派给不同用户的技术;

[0294] 用于基于在时域、频域和空域中所计算的链路质量度量对自适应 DIDO 切换进行激活的标准;

[0295] 用于基于查找表对自适应 DIDO 切换进行激活的标准。

[0296] 如图 19 所示的在基站处具有 DIDO 配置器的 DIDO 系统,该系统可基于信道质量信息,自适应地选择用户数量、DIDO 发送方案 (即,天线选择或复用)、调制 / 编码方案 (MCS) 以及阵列配置,以最小化 SER,或最大化每用户的频谱效率或下行链路频谱效率;

[0297] 如图 20 所示的在基站处具有 DIDO 配置器且在每个用户设备处具有 DIDO 反馈生成器的 DIDO 系统,该系统使用所估计的信道状况和 / 或接收机处的其他参数 (类似于所估计的 SNR),以生成输入至 DIDO 配置器的反馈消息。

[0298] DIDO 系统,该系统具有 DIDO 配置器 (在基站处)、DIDO 反馈生成器以及 DIDO 反馈控制信道 (该 DIDO 反馈信道用于将 DIDO 特定配置信息从用户传输至基站)。

[0299] a、背景

[0300] 在多输入多输出 (MIMO) 系统中,可构想分集方案 (例如,正交空时分组码 (OSTBC) (参见 V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Spacetime block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Info. Th., vol. 45, pp. 1456-467, Jul. 1999) 或天线选择 (参见 R. W. Heath Jr., S. Sandhu, and A. J. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," IEEE Trans. Comm., vol. 5, pp. 142-144, Apr. 2001), 以防止信道衰减,提高链路可靠性 (该可靠性可转换为

更佳的覆盖率)。另一方面,空间复用(SM)可以以多个并行数据发送作为手段来增强系统吞吐量。参见 G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, 和 P. W. Wolniansky, “Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multiple element arrays,” IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, Nov. 1999。根据来源于 L. Zheng 和 D. N. C. Tse, “Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels,” IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003 的理论分集 / 复用折中, 这些益处可在 MIMO 系统中同时实现。一实际实施形式为通过跟踪变化的信道状态, 在分集和复用发送方案之间进行自适应切换。

[0301] 现已提出了大量自适应 MIMO 发送技术。R. W. Heath 和 A. J. Paulraj, “Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems,” IEEE Trans. Comm., vol. 53, no. 6, pp. 962–968, Jun. 2005 中的分集 / 复用切换方法被设计成基于瞬时信道质量信息, 改进针对固定速率发送的 BER (比特误码率)。可选地, 可如 S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, 和 R. W. Heath. Jr., “Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks,” IEEE Comm. Mag., vol. 2, pp. 108–115, June 2002 (“Catreux”) 中那样, 采用统计信道信息来对自适应进行激活, 从而减小反馈开销以及控制消息的数量。Catreux 中的自适应发送算法被设计成基于信道时 / 频选择指示符, 针对正交频分复用 (OFDM) 系统中的预定目标误码率, 增强频谱效率。还针对窄带系统, 提出了类似的低反馈自适应方法, 该方法利用信道空间选择性来在分集方案与空间复用之间进行切换。参见例如 A. Forenza, M. R. McKay, A. Pandharipande, R. W. Heath. Jr., 和 I. B. Collings, “Adaptive MIMO transmission for exploiting the capacity of spatially correlated channels,” accepted to the IEEE Trans, on Veh. Tech., Mar. 2007; M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, and R. W. Heath. Jr., “Multiplexing/beamforming/switching for coded MIMO in spatially correlated Rayleigh channels,” 被接受至 IEEE Trans, on Veh. Tech., Dec. 2007; A. Forenza, M. R. McKay, R. W. Heath. Jr., 和 I. B. Collings, “Switching between OSTBC and spatial multiplexing with linear receivers in spatially correlated MIMO channels,” Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 3, pp. 1387–1391, May 2006; M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 和 R. W. Heath Jr., “A throughput-based adaptive MIMO BICM approach for spatially correlated channels,” 出现在 Proc. IEEE ICC, June 2006。

[0302] 在该资料中, 我们将各种先前公开中所展现的工作范围扩展至 D-SSSS-OFDM 系统。参见例如 R. W. Heath 和 A. J. Paulraj, “Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems,” IEEE Trans. Comm., vol. 53, no. 6, pp. 962–968, Jun. 2005; S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, 和 R. W. Heath Jr., “Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks,” IEEE Comm. Mag., vol. 2, pp. 108–115, June 2002; A. Forenza, M. R. McKay, A. Pandharipande, R. W. Heath Jr., 和 I. B. Collings, “Adaptive MIMO transmission for exploiting the capacity of spatially correlated channels,” IEEE Trans, on Veh. Tech., vol. 56, n. 2, pp. 619–630, Mar. 2007; M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 和 R. W. Heath Jr., “Multiplexing/

beamformingswitching for coded MIMO in spatially correlated Rayleigh channels,”被接受至 IEEE Trans, on Veh. Tech., Dec. 2007 ;A. Forenza, M. R. McKay, R. W. Heath Jr., 和 I. B. Collings, “Switching between OSTBC and spatial multiplexing with linear receivers in spatially correlated MIMO channels,” Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 3, pp. 1387-1391, May 2006 ;M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 和 R. W. Heath Jr., “A throughput-based adaptive MIMO BICMap approach for spatially correlated channels,” 出现在 Proc. IEEE ICC, June 2006。

[0303] 在此描述了新型自适应 DIDO 发送策略, 该策略以基于信道质量信息在不同数量的用户、不同数量的发射天线以及发送方案之间进行切换作为一种手段来改进系统性能。注意, M. Sharif 和 B. Hassibi, “On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information,” IEEE Trans. Info. Th., vol. 51, p. 506522, Feb. 2005 以及 W. Choi, A. Forenza, J. G. Andrews, 和 R. W. Heath Jr., “Opportunistic space division multiple access with beam selection,” 出现在 IEEE Trans, on Communications 中已提出了在多用户 MIMO 系统中自适应选择用户的方案。然而, 这些公开中的机会性的 (opportunistic) 空分复用接入 (OSDMA) 方案被设计成通过利用多用户分集来最大化总的容量, 且他们仅能够实现脏纸 (dirty paper) 码的部分理论容量, 因为并未在发射机处完全预先消除干扰。在在此所述的 DIDO 发送算法中, 采用块对角化来预先消除用户间干扰。然而, 所提出自适应发送策略可以应用于任何 DIDO 系统, 无需考虑预编码技术的类型。

[0304] 本专利申请描述了上述本发明以及在先申请的实施方式的扩展, 包括但不限于以下附加特征:

[0305] 1、可由无线客户装置采用在先申请中用于信道估计的训练符号来对自适应 DIDO 方案中的链路质量度量进行评价。

[0306] 2、如在先申请中所述那样, 基站接收来自客户端设备的信号特征数据。在当前实施方式中, 信号特征数据被定义为用于对自适应进行激活的链路质量度量。

[0307] 3、在先申请描述了一用于选择天线和用户数量的机制, 并定义了吞吐量分配。此外, 可如在先申请那样, 将不同级别的吞吐量动态地指派给不同客户端。本发明的当前实施方式定义了与该选择和吞吐量分配相关的新型标准。

[0308] b、本发明的实施方式

[0309] 所提出的自适应 DIDO 技术的目标为通过将时间、频率以及空间中的无线资源动态分配给系统中的不同用户来增强每用户的频谱效率或下行链路频谱效率。该整体自适应标准用于在满足目标误码率的同时, 提高吞吐量。根据传播状态, 还可使用该自适应算法经由分集方案来改进用户的链路质量 (或覆盖率)。图 21 显示的流程图描述了自适应 DIDO 方案的步骤。

[0310] 在 2102, 基站 (BS) 收集来自所有用户的信道状况信息。在 2104, 根据所接收的 CSI, 基站在时域 / 频域 / 空域计算链路质量度量。在 2106, 使用这些链路质量度量来选择将在下一传输中被服务的用户, 以及针对每一用户的发送模式。注意, 发送模式包括调制 / 编码以及 DIDO 方案的不同组合。最后, 在 2108, BS 经由 DIDO 预编码而将数据发送至用户。

[0311] 在 2102, 基站选择来自所有用户设备的信道状况信息 (CSI)。在 2104, 基站使用该 CSI 来确定所有用户设备的瞬时或统计信道质量。在 DIDO-OFDM 系统中, 可在时域、频域和

空域对信道质量（或链路质量度量）进行估计。之后，在 2106，基站使用链路质量度量来确定最佳用户子集以及用于当前传播状态的发送模式。DIDO 发送模式集合被组合为 DIDO 方案（即，天线选择或复用）、调制 / 编码方案（MCS）以及阵列配置的组合。在 2108，通过使用所选用用户数量以及发送模式，将数据发送至用户设备。

[0312] 可通过查找表（LUT）（该查找表是基于 DIDO 系统不同传播环境中的误码率性能而被预先计算的）来进行模式选择。这些 LUT 将信道质量信息映射至误码率性能。为了构建 LUT，可根据 SNR 评价 DIDO 系统在不同传播情形中误码率性能。从误码率曲线可看出，可计算实现某一预定目标误码率所需的最小 SNR。我们将该 SNR 需求定义为 SNR 阈值。之后，在不同的传播情形以及针对不同的 DIDO 发送模式来评价 SNR 阈值，并将其存储在 LUT 中。例如，可使用图 24 和图 26 中 SER 结果来构建 LUT。之后，根据该 LUT，基站可选择针对活动用户的发送模式，该模式可在满足预定目标误码率的同时提高吞吐量。最后，基站经由 DIDO 预编码而将数据发送至所选用用户。注意，可将不同 DIDO 模式指派给不同的时隙、OFDM 调以及 DIDO 子流，以使得可在时域、频域和空域进行自适应。

[0313] 图 19- 图 20 显示了采用 DIDO 自适应的系统的一种实施方式。引入了若干新的功能单元来实施所提出的 DIDO 自适应算法。具体而言，在一种实施方式中，DIDO 配置器 1910 可基于用户设备所提供的信道质量信息 1912，执行多种功能，包括选择用户数量、DIDO 发送方案（即，天线选择和复用）、调制 / 编码方案（MCS）以及阵列配置。

[0314] 用户选择器单元 1902 基于由 DIDO 配置器 1910 所获取的反馈信息，选择与多个用户 U_1-U_M 相关联的数据，并将该信息提供每多个编码调制单元 1904 中的每个编码调制单元。每个编码调制单元 1904 对每个用户的信息比特进行编码和调制，并将他们发送至映射单元 1906。该映射单元 1906 将输入比特映射至复数符号，并将其发送至预编码单元 1908。编码调制单元 1904 和映射单元 1906 均利用获取自 DIDO 配置器单元 1910 的信息，选择为每一用户所采用的调制 / 编码方案类型。所述信息可由配置器单元 1910 通过利用反馈单元 1912 所提供的每一用户的信道质量信息来计算。DIDO 预编码单元 1908 利用由 DIDO 配置器单元 1910 所获取的信息来计算 DIDO 预编码权重，并对获取自映射单元 1906 的输入符号进行预编码。由 DIDO 预编码单元 1908 将每一预编码后的数据流发送至 OFDM 单元 1915，该 OFDM 单元 1915 计算 IFFT 并加入循环前缀。将该信息发送至 D/A 单元 1916，该 D/A 单元 1916 进行数模转换，并将最终的模拟信号发送至 RF 单元 1914。该 RF 单元 1914 将基带信号升频至中频 / 射频，并将其发送至发射天线。

[0315] 每一客户端设备的 RF 单元 2008 接收从 DIDO 发射机单元 1914 发送的信号，将该信号降频至基带，并将降频之后的信号提供给 A/D 单元 2010。之后，该 A/D 单元 2010 将该信号从模拟转换为数字，并将其发送至 OFDM 单元 2013。该 OFDM 单元 2013 移除循环前缀，并执行 FFT，以将信号报告至频域。在训练周期，OFDM 单元 2013 将输出发送至信道估计单元 2004，该信道估计单元 2004 在频域中计算信道估计。可选地，可在时域计算信道估计。在数据周期期间，OFDM 单元 2013 将输出发送至接收机单元 2002，该接收机单元 2002 对信号进行解调 / 解码，以获取数据 2014。所述信道估计单元 2004 将信道估计发送至 DIDO 反馈生成器单元 2006，该 DIDO 反馈生成器单元 2006 可对信道估计进行量化，并经由反馈控制信道 1912 而将其发回发射机。

[0316] 所述 DIDO 配置器 1910 可使用在基站处得到的信息，或在优选实施方式中，额外使

用工作于每一用户设备处的 DIDO 反馈生成器 2006 (参见图 20) 的输出。该 DIDO 反馈生成器 2006 使用所估计的信道状况 2004 和 / 或接收机处的类似于所估计的 SNR 的其他参数来生成将被输入至 DIDO 配置器 1910 的反馈消息。所述 DIDO 反馈生成器 2006 可在接收机处对信息进行压缩、量化和 / 或使用本领域所公知的一些有限反馈策略。

[0317] 所述 DIDO 配置器 1910 可使用从 DIDO 反馈控制信道 1912 恢复的信息。DIDO 反馈控制信道为逻辑或物理控制信道, 该信道可用于将 DIDO 反馈生成器 2006 的输出从用户发送至基站。控制信道 1912 可以以任意数量的本领域所公知的方式实施, 且可为逻辑或物理控制信道。作为物理信道, 其可包括指派给用户的专用时隙 / 频隙。其还可为由所有用户共享的随机访问信道。所述控制信道可被预先指派, 或可由现有的控制信道中预定方式的侵占比特 (stealing bits) 来创建。

[0318] 在以下论述中, 将在真实传播环境中描述通过利用 DIDO-OFDM 原型进行测量所获取的结果。这些结果表明了自适应 DIDO 系统中潜在增益的可实现性。首先展现不同级别 DIDO 系统的性能, 表明可增大天线 / 用户数量, 以实现更大的下行链路吞吐量。之后, 描述与用户设备的位置有关的 DIDO 性能, 表明需要跟踪变化的信道状态。最后, 对采用分集技术的 DIDO 系统的性能进行描述。

[0319] i、不同级别 DIDO 系统的性能

[0320] 利用越来越多的发射天线 ($N = M$, 其中 M 为用户数量) 来评价不同 DIDO 系统的性能。将以下系统的性能进行比对: SISO、DIDO 2×2 、DIDO 4×4 、DIDO 6×6 以及 DIDO 8×8 。DIDO $N \times M$ 指在 BS 处具有 N 个发射天线以及 M 个用户的 DIDO。

[0321] 图 22 显示了发射 / 接收天线布局。以方形阵列配置来布置发射天线 2201, 且用户位于发射阵列周围。在图 22, T 指代“发射”天线, U 指“用户设备”2202。

[0322] 8 元发射阵列中的不同天线子集处于活动状态, 这取决于针对不同测量所选取的 N 值。对于每一 DIDO 级别 (N), 选择可对 8 元阵列的固定大小约束所针对的最大真实地区进行覆盖的天线子集。该标准被期望可增强给定 N 值的空间分集。

[0323] 图 23 示出了针对适合可用真实地区 (即, 虚线) 的不同 DIDO 级别的阵列配置。方形虚框具有 $24'' \times 24''$ 的尺寸, 对应于 450MHz 载波频率处的 $\sim \lambda \times \lambda$ 。

[0324] 基于与图 23 相关的评述以及参考图 22, 现将定义并比较以下系统中每一系统的性能:

[0325] 具有 T1 和 U1 的 SISO (2301)

[0326] 具有 T1,2 和 U1,2 的 DIDO 2×2 (2302)

[0327] 具有 T1,2,3,4 和 U1,2,3,4 的 DIDO 4×4 (2303)

[0328] 具有 T1,2,3,4,5,6 和 U1,2,3,4,5,6 的 DIDO 6×6 (2304)

[0329] 具有 T1,2,3,4,5,6,7,8 和 U1,2,3,4,5,6,7,8 的 DIDO 8×8 (2305)

[0330] 图 24 示出了在 4-QAM 和 1/2FEC (前向纠错) 率情况下, 上述 DIDO 系统中 SER、BER、SE (频谱效率) 和实际吞吐量性能与发射 (TX) 功率的函数关系。观察得出, SER 和 BER 性能会因 N 值增大而下降。该影响是由以下两个现象造成的: 对于固定的 TX 功率, DIDO 阵列的输入功率会在越来越多的用户 (或数据流) 之间被分割; 空间分集会随着实际 DIDO 信道中的用户数量的增大而减小。

[0331] 如图 24 所示, 为了比较不同级别 DIDO 系统的相对性能, 将目标 BER 固定为 10^{-4} (该

值可根据系统而变化),该值大致对应于 $SER = 10^{-2}$ 。我们将对应于该目标的 TX 功率值称之为 TX 功率阈值 (TPT)。对于任何 N,如果 TX 功率低于 TPT,我们假设不可能在 DIDO 级别 N 下进行发送,且我们需要切换至更低级别的 DIDO。此外,在图 24,可观察得出,当 TX 功率超过针对任意 N 值的 TPT 时,SE 和实际吞吐量性能会达到饱和。根据这些结果,可将自适应发送策略设计成在不同级别 DIDO 之间进行切换,以增强针对固定预定目标误码率的 SE 或实际吞吐量。

[0332] ii、可变用户位置情况下的性能

[0333] 该试验的目标在于,经由在空间关联信道中进行仿真,评价不同用户位置的 DIDO 性能。DIDO 2×2 系统被视为具有 4QAM 以及 $1/2$ FEC 率。如图 25 所示,用户 1 位于发射阵列的侧射 (broadside) 方向,而用户 2 的位置从侧射方向变为端射 (endfire) 方向。发射天线间隔 $-\lambda/2$,且与用户相隔 -2.5λ 。

[0334] 图 26 示出了针对用户设备 2 的不同位置,SE 和每用户的 SE 结果。从发射阵列的边射方向测量,用户设备的到达角度 (AOA) 为 0° 至 90° 。观察得出,随着用户设备的角距增大,DIDO 性能将会提升,因为 DIDO 信道内存在更大的分集。此外,在目标 $SER = 10^{-2}$ 处, $AOA_2 = 0^\circ$ 与 $AOA_2 = 90^\circ$ 这两种情况之间存在 10dB 的间隙。该结果与图 35 中针对角度扩展 10° 所获得仿真结果一致。此外,注意,对于 $AOA_1 = AOA_2 = 0^\circ$ 的情况而言,两个用户之间可能存在耦合效应(因他们的天线相邻近所导致),这可能会使得他们的性能与图 35 中的仿真结果不同。

[0335] iii、针对 DIDO 8×8 的优选情形

[0336] 图 24 显示了 DIDO 8×8 产生比更低级 DIDO 更大的 SE,但具有更高 TX 功率需求。该分析的目标在于示出存在该情况,即 DIDO 8×8 不仅在峰值频谱效率 (SE) 方面,而且还在 TX 功率需求 (或 TPT) 方面,胜过 DIDO 2×2 ,以实现所述峰值 SE。

[0337] 注意,在 i. i. d. (理想) 信道中, TX 功率在 DIDO 8×8 与 DIDO 2×2 的 SE 之间存在 ~ 6 dB 的间隙。该间隙是因该事实导致的,即 DIDO 8×8 将 TX 功率在 8 个数据流之间进行了分割,而 DIDO 2×2 仅在两个流之间进行分割。该结果经由图 32 中的仿真而被示出。

[0338] 然而,在空间关联信道中, TPT 为传播环境特性 (例如,阵列朝向、用户位置、角度扩展) 的函数。例如,图 35 示出了针对两个不同用户设备位置之间的低角度扩展的 ~ 15 dB 间隙。本申请图 26 中展示了相类似的结果。

[0339] 类似于 MIMO 系统,当用户位于 TX 阵列的端射方向时,DIDO 系统的性能会下降 (因缺少分集所导致)。该影响可通过利用当前 DIDO 原型进行测量而观察得出。因此,一种示出 DIDO 8×8 胜过 DIDO 2×2 的方式为将用户置于相对于 DIDO 2×2 阵列的端射方向。在此情形,DIDO 8×8 胜过了 DIDO 2×2 ,因为 8- 天线阵列提供了更高的分集。

[0340] 在该分析中,考虑了以下系统:

[0341] 系统 1 :4-QAM 的 DIDO 8×8 (每时隙发送 8 个并行数据流);

[0342] 系统 2 :64-QAM 的 DIDO 2×2 (每 4 个时隙,对发送用户 X 和 Y 进行一次发送)。对于此系统,我们考虑 TX 和 RX 天线位置的四种组合 :a) T1, T2U1, 2 (端射方向); b) T3, T4U3, 4 (端射方向); c) T5, T6U5, 6 (与端射方向相隔 $\sim 30^\circ$); d) T7, T8U7, 8 (NLOS (无视距));

[0343] 系统 3 :64-QAM 的 DIDO 8×8 ; 以及

[0344] 系统 4 :64-QAM 的 MISO 8×1 (每 8 个时隙,对发送用户 X 进行一次发送)。

[0345] 对于所有这些情况,使用 3/4 的 FEC 率。

[0346] 图 27 绘示了用户的位置。

[0347] 在图 28 中, SER 结果示出了由于不同的阵列方向和用户位置的在系统 2a 和 2c 之间的 $a \sim 15\text{dB}$ 的间隙 (与在图 35 中的仿真结果相似)。在第二行中的第一子图示出了 SE 曲线饱和的 TX 功率的值 (即, 对应于 $\text{BER } 1e-4$)。我们观察到系统 1 比系统 2 对于较低的 TX 功率需求 (小于 $\sim 5\text{dB}$) 产生了更大的每个用户的 SE。而且, 由于 DIDO 8×8 在 DIDO 2×2 上的复用增益, DIDO 8×8 相比于 DIDO 2×2 的好处对于 DL (下行链路) SE 和 DL 实际吞吐量来说更加明显。由于波束成形的阵列增益 (即, 具有 MISO 8×1 的 MRC), 系统 4 比系统 1 具有更低的 TX 功率需求 (小于 8dB)。但是系统 4 相比于系统 1 仅产生了每个用户的 SE 的 1/3。系统 2 比系统 1 的性能差 (即, 对于较大的 TX 功率需求产生了较低的 SE)。最后, 系统 3 比系统 1 对于较大的 TX 功率需求 ($\sim 15\text{dB}$) 产生了大得多的 SE (由于较大的阶数 (larger order) 调制)。

[0348] 根据这些结果, 可以推断出以下结论:

[0349] 一种信道情形被确认为 DIDO 8×8 胜过 DIDO 2×2 (即对于较低的 TX 功率需求产生了较大的 SE);

[0350] 在该信道情形中, DIDO 8×8 比 DIDO 2×2 和 MISO 8×1 产生了更大的每个用户的 SE 和 DL SE; 以及

[0351] 可以通过以较大的 TX 功率需求 (大于 $\sim 15\text{dB}$) 为代价使用高阶调制 (即 64-QAM, 而不是 4-QAM) 来进一步增大 DIDO 8×8 的性能。

[0352] iv. 具有天线选择的 DIDO

[0353] 下面, 我们评估在由 IEEE 学报接收的在 Signal Processing 上在 2005 年由 R. Chen、R. W. Heath 和 J. G. Andrews 发表的“Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers”中描述的天线选择算法的好处。我们用两个用户、4-QAM 和 1/2 的 FEC 率来呈现用于一个特定 DIDO 系统的结果。以下系统在图 27 中被比较:

[0354] 具有 $T_{1,2}$ 和 $U_{1,2}$ 的 DIDO 2×2 ; 以及

[0355] 具有 $T_{1,2,3}$ 和 $U_{1,2}$ 的使用天线选择的 DIDO 3×2 。

[0356] 发射天线位置和用户装置位置与图 27 中相同。

[0357] 图 29 示出了具有天线选择的 DIDO 3×2 与 DIDO 2×2 系统 (不具有选择) 相比可以提供 $\sim 5\text{dB}$ 的增益。注意信道几乎是静态的 (即没有多普勒效应), 所以选择算法适用于路径损耗和信道空间相关, 而不是快速衰减。我们应当在具有高的多普勒效应的情形中看到不同的增益。而且, 在该特定实验中, 观察到天线选择算法选择天线 2 和 3 用于发送。

[0358] iv. 用于 LUT 的 SNR 阈值

[0359] 在选择 [0171], 我们声明了模式选择通过 LUT 实现。LUT 可以通过评估 SNR 阈值来被预计算以实现在不同传播环境中用于 DIDO 发送模式的特定预定义的目标误码率性能。下面, 我们提供了具有和不具有天线选择和可变化的用户数量的 DIDO 系统的性能, 所述性能可以用作构造 LUT 的指导。虽然图 24、图 26、图 28、图 29 通过用 DIDO 原型实际测量得到, 但下面的图通过仿真得到。以下 BER 结果假设没有 FEC。

[0360] 图 30 示出了在独立同分布信道中不同的 DIDO 预编码方案的平均 BER 性能。标有

“没有选择”的曲线是指使用 BD 的情况。在同一个图中,天线选择 (ASel) 的性能对于不同数量的额外天线 (对于不同数量的用户) 而被示出。可以看出,随着额外天线的数量增长,ASel 提供更好的分集增益 (以高 SNR 区的 BER 曲线的斜率为特征),产生了更好的覆盖。例如,如果我们将目标 BER 固定到 10^{-2} (对于未编码的系统的实际值),则由 ASel 提供的 SNR 增益随着天线的数量增长。

[0361] 图 31 示出了对于不同的目标 BER 的作为在独立同分布信道中的额外发射天线的数量的函数的 ASel 的 SNR 增益。可以看出,仅通过添加 1 或 2 个天线,ASel 与 BD 相比产生了巨大的 SNR 增益。在以下部分中,我们将仅对于 1 或 2 个额外天线的情况通过将目标 BER 固定到 10^{-2} (对于未编码的系统) 来评估 ASel 的性能。

[0362] 图 32 示出了对于在独立同分布信道中具有 1 和 2 个额外天线的 BD 和 ASel 的作为用户数量 (M) 的函数的 SNR 阈值。我们观察到由于对于较大数量的用户的较大的接收 SNR 需求,SNR 阈值随着 M 增大。注意,我们假设对于任意数量的用户为固定的总发射功率 (用不同数量的发射天线)。此外,图 32 示出了由于天线选择的增益对于在独立同分布信道中的任意数量的用户来说是恒定的。

[0363] 下面,我们示出了在空间相关信道中的 DIDO 系统的性能。我们通过 X. Zhuang、F. W. Vook、K. L. Baum、T. A. Thomas 和 M. Cudak 于 2004 年 9 月在 IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group 上发表的“Channel models for link and system level simulations”中描述的 COST-259 空间信道模型仿真每个用户的信道。我们生成用于每个用户的单一群。作为一种情况研究,我们假设了 NLOS 信道,在发射机有均匀线性阵列 (ULA),元件间隔为 0.5λ 。对于 2 个用户系统的情况,我们对于第一和第二用户分别用到达的 AOA1 和 AOA2 的平均角来仿真群。AOA 相对于 ULA 的侧面方向而被测量。当在系统中有多于两个的用户,我们生成具有在范围 $[-\phi_m, \phi_m]$ 中的均匀间隔的平均 AOA 的用户的群,其中我们定义

$$[0364] \quad \Phi_M = \frac{\Delta\phi(M-1)}{2} \quad (13)$$

[0365] K 是用户的数量, $\Delta\phi$ 是用户的平均 AOA 之间的角距。注意角度范围 $[-\phi_m, \phi_m]$ 中心为 0° , 对应于 ULA 的侧射方向。下面,我们用 BD 和 ASel 发送方案和不同的用户数量来研究作为信道角度分布 (AS) 和用户间的角距的函数的 DIDO 系统的 BER 性能。

[0366] 图 33 示出了用于位于同一角度方向 (即相对于 ULA 的侧射方向, $AOA1 = AOA2 = 0^\circ$) 的具有不同 AS 值的两个用户的相对于每个用户的平均 SNR 的 BER。可以看出,随着 AS 增大, BER 性能改善且接近独立同分布情况。实际上,较高的 AS 在统计上产生了在两个用户的特征模式之间的较少覆盖和 BD 预编码器的更好的性能。

[0367] 图 34 示出了与图 33 相似的结果,但在用户之间具有较高的角距。我们考虑 $AOA1 = 0^\circ$, $AOA2 = 90^\circ$ (即 90° 角距)。在低的 AS 的情况下实现了最好的性能。实际上,对于高的角距的情况,当角距低时,在用户的特征模式之间有较少的交迭。有趣的是,我们观察到对于刚刚提到的相同的理由,在低 AS 中的 BER 性能要好于独立同分布信道。

[0368] 接下来,对于不同的相关情形中的 10^{-2} 的目标 BER,我们计算 SNR 阈值。图 35 绘出了对于用户的平均 AOA 的不同值的作为 AS 的函数的 SNR 阈值。对于低的用户角距,具有

合理的 SNR 需求 (即 18dB) 的可靠的发送仅对于以高 AS 为特征的信道是可能的。另一方面,当用户在空间上分离时,需要较小的 SNR 来满足相同的目标 BER。

[0369] 图 36 示出了用于 5 个用户的情况的 SNR 阈值。根据 (13) 中的定义生成具有不同的角距 $\Delta \phi$ 的值的用户平均 AOA。我们观察到对于 $\Delta \phi = 0^\circ$ 和 $AS < 15^\circ$, 由于用户之间的小的角距, BD 性能很差, 没有满足目标 BER。对于增大的 AS, 满足固定的目标 BER 的 SNR 需求减小。另一方面, 对于 $\Delta \phi = 30^\circ$, 在低的 AS 获得最小的 SNR 需求, 与图 35 中的结果一致。随着 AS 增大, SNR 阈值饱和至独立同分布信道中的一个。注意, 具有 5 个用户的 $\Delta \phi = 30^\circ$ 对应于 $[-60^\circ, 60^\circ]$ 的 AOA 范围, 这对于具有 120° 扇形单元的蜂窝系统中的基站是典型的。

[0370] 接下来, 我们研究了在空间相关信道中的 ASe1 发送方案的性能。图 37 比较了对于两个用户情况的具有 1 个和 2 个额外天线的 BD 和 ASe1 的 SNR 阈值。我们考虑了用户间的角距的两种不同情况: $\{AOA1 = 0^\circ, AOA2 = 0^\circ\}$ 以及 $\{AOA1 = 0^\circ, AOA2 = 90^\circ\}$ 。用于 BD 方案 (即没有天线选择) 的曲线与在图 35 中相同。我们观察到 ASe1 分别对于高的 AS 产生了具有 1 个和 2 个额外天线的 8dB 和 10dB 的 SNR 增益。随着 AS 减小, 在 BD 上的由于 ASe1 的增益由于在 MIMO 广播信道中的自由度的数量减少而变得更小。有趣的是, 对于 $AS = 0^\circ$ (即接近于 LOS 信道) 以及情况 $\{AOA1 = 0^\circ, AOA2 = 90^\circ\}$, ASe1 没有提供由于在空间域中的差异的任何增益。图 38 示出了与图 37 相似的结果, 但是对于 5 个用户的情况。

[0371] 我们对于 BD 和 ASe1 发送方案计算了作为在系统中的用户数量 (M) 的函数的 SNR 阈值 (假设 10^{-2} 的一般目标 BER)。SNR 阈值对应于平均 SNR, 以使得总的发射功率对于任意 M 是恒定的。我们假设在方位角范围 $[-\phi_m, \phi_m] = [-60^\circ, 60^\circ]$ 内每个用户群的平均 AOA 之间的最大间隔。然后, 用户之间的角距是 $\Delta \phi = 120^\circ / (M-1)$ 。

[0372] 图 39 示出了对于具有不同 AS 值的 BD 方案的 SNR 阈值。我们观察到由于用户之间的大角距, 对于具有相对较小数量的用户 (即 $K \leq 20$) 的 $AS = 0.1^\circ$ (即低的角度扩散), 获得最低的 SNR 需求。然而, 对于 $M > 50$, 由于 $\Delta \phi$ 非常小以及 BD 不能实行, SNR 需求远远大于 40dB。此外, 对于 $AS > 10^\circ$, SNR 阈值对于任意 M 几乎保持恒定, 在空间相关信道中的 DIDO 系统接近独立同分布信道的性能。

[0373] 为了减小 SNR 阈值的值并改善 DIDO 系统的性能, 我们应用 ASe1 发送方案。图 40 示出了对于具有 1 个和 2 个额外天线的 BD 和 ASe1 的在具有 $AS = 0.1^\circ$ 的空间相关信道中的 SNR 阈值。为了参考, 我们还报告了用于在图 32 中示出的独立同分布情况的曲线。可以看到, 对于较少的用户 (即 $M \leq 10$), 由于在 DIDO 广播信道中缺少分集, 天线选择没有帮助降低 SNR 需求。随着用户数量增加, ASe1 从多用户分集中受益, 产生了 SNR 增益 (即对于 $M = 20$ 为 4dB)。此外, 对于 $M \leq 20$, 在高的空间相关信道中的具有 1 个或 2 个额外天线的 ASe1 的性能是相同的。

[0374] 然后我们计算对于两种另外的信道情形的 SNR 阈值: 图 41 中的 $AS = 5^\circ$ 和图 42 中的 $AS = 10^\circ$ 。图 41 与图 40 相比, 示出了由于较大的角度扩散, ASe1 产生了也用于相对较少数量的用户 (即 $M \leq 10$) 的 SNR 增益。如在图 42 中报告的, 对于 $AS = 10^\circ$, SNR 阈值进一步减少, 由于 ASe1 的增益变得更高。

[0375] 最后, 我们总结了目前对于相关信道提出的结果。图 43 和图 44 示出了分别具有 1

个和 2 个额外天线的作为对于 BD 和 ASe1 方案的用户数量 (M) 和角度扩散 (AS) 的函数的 SNR 阈值。注意, AS = 30° 的情况实际上对应于独立同分布信道,我们在图中使用 AS 的这个值用于图形表示。我们观察到,虽然 BD 被信道空间相关所影响,ASe1 产生了对于任意 AS 的几乎相同的性能。此外,对于 AS = 0.1°,由于多用户分集,ASe1 对于低的 M 与 BD 性能相似,而对于大的 M (即 $M \geq 20$) 超过 BD。

[0376] 图 49 比较了在 SNR 阈值方面不同的 DIDO 方案的性能。所考虑的 DIDO 方案是: BD、ASe1、具有特征模式选择 (BD-ESe1) 的 BD 以及最大比合并 (MRC)。注意 MRC 没有预先消除在发射机处的干扰 (不像其它方法),但在用户被空间分离的情况下提供了较大的增益。在图 49 中,我们绘出了当两个用户分别位于与发射阵列的侧射方向成 -30° 和 30° 时,对于 DIDO $N \times 2$ 系统的对于目标 BER = 10^{-2} 的 SNR 阈值。我们观察到,对于低的 AS, MRC 方案与其它方案相比提供了 3dB 的增益,因为用户的空间信道被很好地分离,用户间的干扰的影响很小。注意,在 DIDO $N \times 2$ 上的 MRC 的增益是由于阵列增益。对于大于 20° 的 AS, QR-ASe1 方案超过其它方案并与不具有选择的 BD 2×2 相比产生了大约 10dB 的增益。QR-ASe1 和 BD-ESe1 对于 AS 的任意值提供了大约相同的性能。

[0377] 上面描述的是用于 DIDO 系统的新的自适应发送技术。该方法在 DIDO 发送模式之间动态转换到不同的用户来增强用于固定的目标误码率的吞吐量。不同级别的 DIDO 系统的性能在不同的传播情况下被测量,观察到在吞吐量的巨大增益可以通过动态选择作为传播情况的函数的 DIDO 模式和用户数量来实现。

[0378] III. 频率和相位差的预补偿

[0379] a. 背景

[0380] 如之前所述,无线通信系统使用载波来传送信息。这些载波通常是正弦波,其振幅和 / 或相位响应于被发送的信息而被调制。正弦波的标称频率已知为载波频率。为了创建该波形,发射机合成一个或两个正弦波,并使用升频转换来创建重叠在具有指定载波频率的正弦波上的调制后的信号。这可以通过直接转换来实现,其中,信号在载波上或通过多个升频转换阶段被直接调制。为了处理该波形,接收机必须解调所接收到的 RF 信号,并有效地移除调制载波。这需要接收机合成一个或多个正弦信号来反转在发射机处的调制过程,已知为降频转换。遗憾的是,在发射机和接收机生成的正弦波信号从不同的基准振荡器获得。没有基准振荡器创建了完美 (perfect) 的频率基准;实际上,通常与实际频率有一些偏差。

[0381] 在无线通信系统中,在发射机和接收机处的基准振荡器的输出的差异在接收机处创建了已知为载波频率偏移或简单的频率偏移的现象。本质上,在降频转换之后,在所接收的信号中有一些剩余调制 (对应于发送和接收载波中的差异)。这创建了在所接收的信号中的失真,导致了较高的比特误码率和较低的吞吐量。

[0382] 存在用于处理载波频率偏移的不同技术。大多数方法估计在接收机处的载波频率偏移,然后应用载波频率偏移校正算法。载波频率偏移估计算法使用以下方法是盲目的 (blind): 偏移 QAM (T. Fusco 和 M. Tanda, " Blind Frequency-offset Estimation for OFDM/OQAM Systems, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 55, pp. 1828-1838, 2007); 周期特性 (E. Serpedin, A. Chevreuil, G. B. Giannakis 和 P. Loubaton, " Blind

channel and carrier frequency offset estimation using periodic modulation precoders, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 48, no. 8, pp. 2389–2405, Aug. 2000); 或者正交频分复用 (OFDM) 结构方法中的循环前缀 (J. J. van de Beek, M. Sandell 和 P. O. Borjesson, " ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, July 1997; U. Tureli, H. Liu 和 M. D. Zoltowski, " OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT, " IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 9, pp. 1459–1461, Sept. 2000; M. Luise, M. Marselli 和 R. Reggiannini, " Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels, " IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1182–1188, July 2002)。

[0383] 可替换地, 专用训练信号可以被利用, 包括重复的数据符号 (P. H. Moose, " A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, " IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908–2914, Oct. 1994); 两个不同的符号 (T. M. Schmidl and D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997); 或者周期性插入的已知的符号序列 (M. Luise 和 R. Reggiannini, " Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems, " IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 11, pp. 1590–1598, Nov. 1996)。校正可以以模拟或数字方式发生。接收机还可以使用载波频率偏移估计来预校正所发送的信号以消除偏移。由于多载波和 OFDM 系统对频率偏移的灵敏性, 载波频率偏移校正对于多载波和 OFDM 系统被广泛地研究 (J. J. van de Beek, M. Sandell 和 P. O. Borjesson, " ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, July 1997; U. Tureli, H. Liu 和 M. D. Zoltowski, " OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT, " IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 9, pp. 1459–1461, Sept. 2000; T. M. Schmidl 和 D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997; M. Luise, M. Marselli 和 R. Reggiannini, " Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels, " IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1182–1188, July 2002)。

[0384] 频率偏移估计和校正对于多天线通信系统或更一般的 MIMO (多输入多输出) 系统是重要的问题。在 MIMO 系统中, 发射天线被锁定到一个频率基准, 接收机被锁定到另一个频率基准, 在发射机和接收机之间有单个偏移。提出了几种算法来使用训练信号处理这个问题 (K. Lee 和 J. Chun, " Frequency-offset estimation for MIMO and OFDM systems using orthogonal training sequences, " IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 56, no. 1, pp. 146–156, Jan. 2007; M. Ghogho 和 A. Swami, " Training design for multipath channel and frequency offset estimation in MIMO

systems, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 54, no. 10, pp. 3957-3965, Oct. 2006; 以及 adaptivetracking C. Oberli 和 B. Daneshrad, " Maximum likelihood tracking algorithms for MIMO OFDM, " in Communications, 2004 IEEE International Conference on, vol. 4, June 20-24, 2004, pp. 2468-2472)。在 MIMO 系统中遇到了更重要的问题,其中,发射天线没有被锁定到同一频率基准,但接收天线被锁定到一起。这实际上发生在空分多址存取 (SDMA) 系统的上行链路中,SDMA 系统被视为 MIMO 系统,其中不同用户对应于不同的发射天线。在这种情况下,频率偏移的补偿更加复杂。具体地,频率偏移创建了在不同的被发送的 MIMO 流中的干扰。可以使用复杂的联合估计和均衡算法来进行校正 (A. Kannan, T. P. Krauss 和 M. D. Zoltowski, " Separation of cochannel signals under imperfect timing and carrier synchronization, " IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, no. 1, pp. 79-96, Jan. 2001),以及在频率偏移估计之后的均衡 (T. Tang 和 R. W. Heath, " Joint frequency offset estimation and interference cancellation for MIMO-OFDM systems [mobile radio], " 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1553-1557, Sept. 26-29, 2004; X. Dai, " Carrier frequency offset estimation for OFDM/SDMA systems using consecutive pilots, " IEEE Proceedings-Communications, vol. 152, pp. 624-632, Oct. 7, 2005)。一些工作处理了剩余相位偏移和跟踪误差的相关问题,其中剩余相位偏移在频率偏移估计之后被估计和补偿,但这个工作仅考虑了 SDMA OFDMA 系统的上行链路 (L. Haring, S. Bieder 和 A. Czylik, " Residual carrier and sampling frequency synchronization in multiuser OFDM systems, " 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, vol. 4, pp. 1937-1941, 2006)。当所有发射和接收天线具有不同的频率基准时,在 MIMO 系统中发生最严重的情况。关于这个话题仅有的可用工作只处理了在不衰减信道中的估计误差的渐近分析 (O. Besson 和 P. Stoica, " On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets, " Signal Processing, IEEE Transactions on [也参见 Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], vol. 51, no. 3, pp. 602-613, Mar. 2003)。

[0385] 当 MIMO 系统的不同发射天线不具有相同的频率基准,且接收天线独立地处理信号时,已经被深入研究的情况发生。这发生在已知为分布式输入输出 (DIDO) 通信系统 (在文献中也称为 MIMO 广播信道) 中发生。DIDO 系统包括具有分布式天线的接入点,所述天线发送平行数据流 (经由预编码) 到多个用户来增强下行链路的吞吐量,此时使用相同的无线资源 (即相同的时隙持续时间和频带) 作为常规的 SISO 系统。DIDO 系统的详细描述在 S. G. Perlman 和 T. Cotter, 2004 年 7 月提交的题为 " System and method for distributed input-distributed output wireless communications " 的美国专利申请 20060023803 中提出。有许多实施 DIDO 预编码器的方式。一个解决方案是块对角化 (BD), 在例如以下文献中描述: Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst 和 M. Haardt, " Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels, " IEEE Trans. Sig. Proc, vol. 52, pp. 461-471, Feb. 2004; K. K. Wong, R. D. Murch 和 K. B. Letaief, " A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO

antenna systems," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, Jul 2003; L. U. Choi 和 R. D. Murch, " A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach, " IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, Jan 2004; Z. Shen, J. G. Andrews, R. W. Heath 和 B. L. Evans, " Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization, " 被接受发表在 IEEE Trans. Sig. Proc, Sep. 2005; Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath 和 B. L. Evans, " Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization, " 被提交至 IEEE Trans. Wireless Comm., Oct. 2005; R. Chen, R. W. Heath 和 J. G. Andrews, " Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers, " 被接受至 IEEE Trans, on Signal Processing, 2005。

[0386] 在 DIDO 系统中, 发送预编码被用于分离用于不同用户的数据流。当发射天线射频链没有共享同一频率基准时, 载波频率偏移导致了与系统实施相关的问题。当这发生时, 每个天线以稍微不同的载波频率有效发送。这破坏了 DIDO 预编码器的完整性, 导致每个用户遭受额外的干扰。下面提出的是对这个问题的几种解决方案。在解决方案的一个实施方式中, DIDO 发射天线通过有线的、光学的或无线的网络来共享一个频率基准。在解决方案的另一个实施方式中, 一个或多个用户估计频率偏移差异 (天线对之间的偏移中的相对差异) 并将该信息发送回发射机。然后发射机预校正频率偏移并继续进行用于 DIDO 的训练和预编码器估计相位。该实施方式在反馈信道存在延迟时有问题。原因是可能有由校正过程创建的剩余相位误差, 该校正过程未考虑随后的信道估计。为了解决这个问题, 一个另外的实施方式使用新的频率偏移和相位估计器, 通过估计延迟解决了这个问题。基于仿真和通过 DIDO-OFDM 原型执行的实际测量来给出结果。

[0387] 在该文件中提出的频率和相位偏移补偿方法可能对由于接收机处的噪声的估计误差比较灵敏。因此, 另一实施方式提出了用于时间和频率偏移估计的方法, 在低的 SNR 条件下也很强健。

[0388] 有不同的用于执行时间和频率偏移估计的方法。由于其对同步误差的灵敏性, 这些方法中的许多方法专门为 OFDM 波形而提出。

[0389] 这些算法没有典型地使用 OFDM 波形的结构, 因此对于单一载波和多载波波形一般是足够的。下面描述的算法在使用已知的基准符号 (例如, 训练数据) 以协助同步的技术的类之中。许多方法是 Moose 的频率偏移估计器的扩展 (见 P. H. Moose, " A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, " IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994)。Moose 提出了使用两个重复的训练信号并使用在所接收到的信号之间的相位差来获得频率偏移。Moose 的方法仅能够校正分数 (fractional) 频率偏移。Moose 的方法的扩展由 Schmidl 和 Cox 提出 (T. M. Schmidl and D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997)。他们的主要创新在于使用一个周期性的 OFDM 符号和另外的差分编码的训练符号。在第二个符号中的差分编码实现的整数偏移校正。Coulson 考虑了在 T. M. Schmidl 和 D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12,

pp. 1613-1621, Dec. 1997 中描述的类似的设置,并在 A. J. Coulson, " Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis, " IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 12, pp. 2495-2503, Dec. 2001 和 A. J. Coulson, " Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms, " IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 12, pp. 2486-2494, Dec. 2001 中提供了算法和分析的详细论述。一个主要的差别是 Coulson 使用了重复的最大长度序列来提供好的相关特性。他还建议使用线性调频 (chirp) 信号, 因为其在时域和频域中的恒定的包络属性。Coulson 考虑了实际的细节但没有包括整数估计。多个重复的训练信号被 Minn et. al. in H. Minn, V. K. Bhargava 和 K. B. Letaief, " A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 4, pp. 822-839, July 2003 所考虑, 但训练的结构没有被优化。Shi 和 Serpedin 提出了训练结构具有形成帧同步的想法的一些最优性 (K. Shi 和 E. Serpedin, " Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, July 2004)。本发明的一个实施方式使用了 Shi 和 Serpedin 的方法来执行帧同步和分数频率偏移估计。

[0390] 在文献中的许多方法集中在帧同步和分数频率偏移校正上。整数偏移校正使用在 T. M. Schmidl 和 D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997 中的另外的训练符号来被解决。例如, Morrelli 等在 M. Morelli, A. N. D'Andrea 和 U. Mengali, " Frequency ambiguity resolution in OFDM systems, " IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 4, pp. 134-136, Apr. 2000 中得到了 T. M. Schmidl 和 D. C. Cox, " Robust frequency and timing synchronization for OFDM, " IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997 的改进版本。使用不同的前导码结构的可替换的方法由 Morelli 和 Mengali 提出 (M. Morelli 和 U. Mengali, " An improved frequency offset estimator for OFDM applications, " IEEE Commun. Lett., vol. 3, no. 3, pp. 75-77, Mar. 1999)。这个方法使用了在 M 个重复的相同训练符号之间的相关性来通过 M 因子增大分数频率偏移估计器的范围。这是最好的线性无偏估计器且接受了最大的偏移 (具有合适的设计), 但不提供好的时序同步。

[0391] 系统描述

[0392] 本发明的一个实施方式使用基于信道状况信息的预编码来消除 DIDO 系统中的频率和相位偏移。见图 11 以及对于该实施方式的描述的上面的相关描述。

[0393] 在本发明的一个实施方式中, 每个用户使用装备有频率偏移估计器 / 补偿器的接收机。如图 45 中所示出的, 在本发明的一个实施方式中, 包括接收机的系统包括多个 RF 单元 4508、相应的多个 A/D 单元 4510、装备有频率偏移估计器 / 补偿器 4512 的接收机以及 DIDO 反馈生成器单元 4506。

[0394] RF 单元 4508 接收从 DIDO 发射机单元发送的信号, 将信号降频转换到基带, 并将降频转换后的信号提供到 A/D 单元 4510。然后 A/D 单元 4510 将信号从模拟转换为数字, 并将它发送到频率偏移估计器 / 补偿器单元 4512。频率偏移估计器 / 补偿器单元 4512 估计频率偏移并补偿频率偏移, 如在这里所描述的, 然后将补偿后的信号发送到 OFDM 单元 4513。

OFDM 单元 4513 移除循环前缀并运行快速傅立叶变换 (FFT) 来将信号报告给频域。在训练期间,OFDM 单元 4513 将输出发送到信道估计单元 4504 来计算在频域中的信道估计。可替换地,信道估计可以在时域中被计算。在数据周期期间,OFDM 单元 4513 将输出发送到 DIDO 接收机单元 4502,该 DIDO 接收机单元 4502 对信号进行解调 / 解码以获得数据。信道估计单元 4504 将信道估计发送到 DIDO 反馈生成器单元 4506,该 DIDO 反馈生成器单元 4506 可以量化信道估计并经由反馈控制信道将它们发送回发射机,如所示出的。

[0395] 对用于 DIDO 2×2 情形的算法的一个实施方式的描述

[0396] 下面描述的是用于 DIDO 系统中的频率 / 相位偏移补偿的算法的实施方式。DIDO 系统模型开始在具有和不具有频率 / 相位偏移的情况下被描述。为了简便,提供了 DIDO 2×2 系统的特定实施。然而,本发明的基本原理还可以在高阶 DIDO 系统中被实施。

[0397] 具有 / 不具有频率和相位偏移的 DIDO 系统模型

[0398] DIDO 2×2 的所接收到的信号可以对于第一用户写成 :

$$[0399] \quad r_1[t] = h_{11}(w_{11}x_1[t]+w_{21}x_2[t])+h_{12}(w_{12}x_1[t]+w_{22}x_2[t]) \quad (1)$$

[0400] 以及对于第二个用户写成 :

$$[0401] \quad r_2[t] = h_{21}(w_{11}x_1[t]+w_{21}x_2[t])+h_{22}(w_{12}x_1[t]+w_{22}x_2[t]) \quad (2)$$

[0402] 其中 t 是离散时间指数, h_{mn} 和 w_{mn} 分别是在第 m 个用户和第 n 个发射天线之间的信道和 DIDO 预编码权重, x_m 是对于用户 m 的发送信号。注意, h_{mn} 和 w_{mn} 不是 t 的函数,因为我们假定信道在训练和数据发送之间的周期上是恒定的。

[0403] 在频率和相位偏移存在时,接收到的信号被表示为

[0404]

$$r_1[t] = e^{j(\omega_{v1}-\omega_{r1})T_s(t-t_{11})}h_{11}(w_{11}x_1[t]+w_{21}x_2[t]) + e^{j(\omega_{v1}-\omega_{r2})T_s(t-t_{12})}h_{12}(w_{12}x_1[t]+w_{22}x_2[t]) \quad (3)$$

[0405] 以及

[0406]

$$r_2[t] = e^{j(\omega_{v2}-\omega_{r1})T_s(t-t_{21})}h_{21}(w_{11}x_1[t]+w_{21}x_2[t]) + e^{j(\omega_{v2}-\omega_{r2})T_s(t-t_{22})}h_{22}(w_{12}x_1[t]+w_{22}x_2[t]) \quad (4)$$

[0407] 其中, T_s 是符号周期 ; 对于第 n 个发射天线, $\omega_{tn} = 2\pi f_{tn}$; 对于第 m 个用户, $\omega_{um} = 2\pi f_{um}$; 以及 f_{tn} 和 f_{um} 分别是对于第 n 个发射天线和第 m 个用户的实际载波频率 (由偏移影响)。值 t_{mn} 表示在信道 h_{mn} 上导致相位偏移的随机延迟。图 46 绘出了 DIDO 2×2 系统模型。

[0408] 对于时间,我们使用以下定义 :

$$[0409] \quad \Delta\omega_{mn} = \omega_{um} - \omega_{tn} \quad (5)$$

[0410] 以用来表示在第 m 个用户和第 n 个发射天线之间的频率偏移。

[0411] 本发明的一个实施方式的描述

[0412] 根据本发明的一个实施方式的方法在图 47 中被示出。该方法包括以下一般步骤 (包括子步骤,如示出的):用于频率偏移估计的训练周期 4701 ;用于信道估计的训练周期 4702 ;经由具有补偿的 DIDO 预编码的数据发送 4703。这些步骤在下面被详细描述。

[0413] (a) 用于频率偏移估计的训练周期(4701)

[0414] 在第一训练周期期间,基站将来自每个发射天线的一个或多个训练信号发送到用户中的一个(4701a)。如在这里所描述的,“用户”是无线客户装置。对于 DIDO 2×2 的情况,由第 m 个用户接收到的信号由以下给出:

[0415]

$$r_m[t] = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-t_{m1})}h_{m1}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{m2}T_s(t-t_{m2})}h_{m2}p_2[t] \quad (6)$$

[0416] 其中, p_1 和 p_2 分别是第一和第二天线发送的训练序列。

[0417] 第 m 个用户可以使用任意类型的频率偏移估计器(即通过训练序列的卷积)并估计偏移 $\Delta\omega_{m1}$ 和 $\Delta\omega_{m2}$ 。然后,根据这些值,用户计算两个发射天线之间的频率偏移:

$$\Delta\omega_T = \Delta\omega_{m2} - \Delta\omega_{m1} = \omega_{r1} - \omega_{r2} \quad (7)$$

[0419] 最后,在(7)中的值被反馈回基站(4701b)。

[0420] 注意,在(6)中的 p_1 和 p_2 被设计为是正交的,从而用户可以估计 $\Delta\omega_{m1}$ 和 $\Delta\omega_{m2}$ 。可替换地,在一个实施方式中,相同的训练序列被用在两个连续的时隙,用户从中估计偏移。此外,为了改善(7)中的偏移的估计,上面描述的相同的计算对于 DIDO 系统的所有用户(不仅对于第 m 个用户)来说可以被完成,最后的估计是从所有用户获得的值的(加权后的)平均值。然而,这个解决方案需要更多的计算时间和反馈量。最后,频率偏移估计的更新只有在频率偏移随时间变化时才需要。因此,根据发射机处的时钟的稳定性,算法的步骤 4701 可以长期被执行(即对于每个数据发送),使得上述反馈减少。

[0421] (b) 用于信道估计的训练周期(4702)

[0422] 在第二训练周期期间,基站首先从第 m 个用户或从多个用户或得具有在(7)中的值的频率偏移反馈。在(7)中的值被用于预补偿在发射端的频率偏移。然后,基站将训练数据发送到所有用户来用于信道估计(4702a)。对于 DIDO 2×2 系统,在第一个用户处接收到的信号由以下给出:

$$r_1[t] = e^{j\Delta\omega_{11}T_s(t-\tilde{t}_{11})}h_{11}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{12}T_s(t-\tilde{t}_{12})}h_{12}e^{-j\Delta\omega_T T_s t} p_2[t] \quad (8)$$

[0424] 以及第二个用户处:

$$r_2[t] = e^{j\Delta\omega_{21}T_s(t-\tilde{t}_{21})}h_{21}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{22}T_s(t-\tilde{t}_{22})}h_{22}e^{-j\Delta\omega_T T_s t} p_2[t] \quad (9)$$

[0426] 其中, $\tilde{t}_{mn} = t_{mn} + \Delta t$ 和 Δt 是在基站的第一发送和第二发送之间的随机或已知的延迟。此外, p_1 和 p_2 分别是用户频率偏移和信道估计的从第一和第二天线发送的训练序列。

[0427] 注意,预补偿在该实施方式中仅仅被应用到第二天线。

[0428] 展开(8),我们获得

[0429]

$$r_1[t] = e^{j\Delta\omega_{11}T_s t} e^{j\theta_{11}} [h_{11}p_1[t] + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12}p_2[t]] \quad (10)$$

[0430] 类似的对于第二用户:

[0431]

$$r_2[t] = e^{j\Delta\omega_2 T_s t} e^{j\theta_{21}} [h_{21} p_1[t] + e^{j(\theta_{22}-\theta_{21})} h_{22} p_2[t]] \quad (11)$$

[0432] 其中, $\theta_{mn} = -\Delta\omega_{mn} T_s \tilde{t}_{mn}$ 。

[0433] 在接收端, 用户通过使用训练序列 p_1 和 p_2 来补偿剩余频率偏移。然后, 用户通过训练矢量信道来进行估计 (4702b) :

$$[0434] \quad h_1 = \begin{bmatrix} h_{11} \\ e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} \end{bmatrix} h_2 = \begin{bmatrix} h_{21} \\ e^{j(\theta_{22}-\theta_{21})} h_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

[0435] 在 (12) 中的这些信道或信道状况信息 (CSI) 被反馈回基站 (4702b), 基站如下面部分中描述的那样来计算 DIDO 预编码器。

[0436] (c) 具有预补偿的 DIDO 预编码 (4703)

[0437] 基站从用户接收 (12) 中的信道状况信息 (CSI) 并通过块对角化 (BD) 来计算预编码的权重 (4703a), 以使得

$$[0438] \quad \mathbf{w}_1^T \mathbf{h}_2 = 0, \mathbf{w}_2^T \mathbf{h}_1 = 0 \quad (13)$$

[0439] 其中, 矢量 h_1 在 (12) 中被定义, 以及 $w_m = [w_{m1}, w_{m2}]$ 。注意, 在本公开中提出的本发明可以被用于除 BD 之外的任何其他 DIDO 预编码方法中。基站还通过使用 (7) 中的估计来预补偿频率偏移, 并通过估计第二训练发送和当前发送之间的延迟 (Δt_0) 来预补偿相位偏移 (4703a)。最后, 基站经由 DIDO 预编码器将数据发送到用户 (4703b)。

[0440] 在发送过程之后, 在用户 1 处接收到的信号由以下给出 :

$$\begin{aligned} [0441] \quad r_1[t] &= e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)} h_{11} [w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]] \\ [0442] \quad &= e^{j\Delta\omega_2 T_s (t-\tilde{t}_2-\Delta t_0)} h_{12} e^{-j\Delta\omega_1 T_s (t-\Delta t_0)} [w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t]] \\ [0443] \quad &= \gamma_1[t] [h_{11} (w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]) + e^{j(\Delta\omega_1 t_{11} - \Delta\omega_2 t_{12}) T_s} h_{12} (w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t])] \\ &= \gamma_1[t] [(h_{11} w_{11} + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} w_{12}) x_1[t] + (h_{11} w_{21} + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} w_{22}) x_2[t]] \\ [0444] \end{aligned} \quad (14)$$

[0445] 其中, $\gamma_1[t] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)}$ 。使用属性 (13), 我们获得

$$[0446] \quad r_1[t] = \gamma_1[t] \mathbf{w}_1^T \mathbf{h}_1 x_1[t] \quad (15)$$

[0447] 类似地, 对于用户 2, 我们得到 :

$$\begin{aligned} [0448] \quad r_2[t] &= e^{j\Delta\omega_2 T_s (t-\tilde{t}_2-\Delta t_0)} h_{21} [w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]] \\ [0449] \quad &+ e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)} h_{22} e^{-j\Delta\omega_2 T_s (t-\Delta t_0)} [w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t]] \quad (16) \end{aligned}$$

$$[0450] \quad \text{展开 (16) : } r_2[t] = \gamma_2[t] \mathbf{w}_2^T \mathbf{h}_2 x_2[t] \quad (17)$$

[0451] 其中, $\gamma_2 [t] = e^{j\Delta\omega_{21}T_s(t-\tilde{t}_{21}-\Delta t_o)}$ 。

[0452] 最后, 用户计算剩余频率偏移和信道估计来解调数据流 $x_1[t]$ 和 $x_2[t]$ (4703c)。

[0453] 一般化到 DIDO $N \times M$

[0454] 在该部分中, 之前描述的技术被一般化到具有 N 个发射天线和 M 个用户的 DIDO 系统。

[0455] i. 用户频率偏移估计的训练周期

[0456] 在第一训练周期期间, 由于从 N 个天线发送的训练序列的由第 m 个用户接收到的信号由以下给出:

$$[0457] \quad r_m [t] = \sum_{n=1}^N e^{j\Delta\omega_{mn}T_s(t-t_{mn})} h_{mn} p_n [t] \quad (18)$$

[0458] 其中, p_n 是从第 n 个天线发送的训练序列。

[0459] 在估计偏移 $\Delta\omega_{mn}$ 之后, $\forall n = 1, \dots, N$, 第 m 个用户计算第一个和第 n 个发射天线之间的频率偏移:

$$[0460] \quad \Delta\omega_{T,1n} = \Delta\omega_{mn} - \Delta\omega_{m1} = \omega_{T1} - \omega_{Tn} \quad (19)$$

[0461] 最后, (19) 中的值被反馈到基站。

[0462] ii. 用于信道估计的训练周期

[0463] 在第二训练周期期间, 基站首先从第 m 个用户或从多个用户获得具有在 (19) 中的值的频率偏移反馈。在 (19) 中的值被用于预补偿在发射端的频率偏移。然后, 基站将训练数据发送到所有用户来用于信道估计。

[0464] 对于 DIDO $N \times M$ 系统, 在第 m 个用户处接收到的信号由以下给出:

$$[0465] \quad r_m [t] = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} h_{m1} p_1 [t] + \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_{mn}T_s(t-\tilde{t}_{mn})} h_{mn} e^{-j\Delta\omega_{T,1n}T_s t} p_n [t]$$

$$[0466] \quad = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} \left[h_{m1} p_1 [t] + \sum_{n=2}^N e^{j(\theta_{mn} - \theta_{m1})} h_{mn} p_n [t] \right]$$

$$[0467] \quad = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} \sum_{n=1}^N e^{j(\theta_{mn} - \theta_{m1})} h_{mn} p_n [t] \quad (20)$$

[0468] 其中, $\theta_{mn} = -\Delta\omega_{mn}T_s\tilde{t}_{mn}$, $\tilde{t}_{mn} = t_{mn} + \Delta t$ 以及 Δt 是基站的第一和第二发送之间的随机或已知的延迟。此外, p_n 是用于频率偏移和信道估计的从第 n 个天线发送的训练序列。

[0469] 在接收侧, 用户通过使用训练序列 p_n 来补偿剩余频率偏移。然后, 每个用户 m 通过训练矢量信道来进行估计:

$$[0470] \quad \mathbf{h}_m = \begin{bmatrix} h_{m1} \\ e^{j(\theta_{m2} - \theta_{m1})} h_{m2} \\ \vdots \\ e^{j(\theta_{mN} - \theta_{m1})} h_{mN} \end{bmatrix} \quad (21)$$

[0471] 并反馈回基站,基站如在以下部分中描述的那样计算 DIDO 预编码器。

[0472] iii. 具有预补偿的 DIDO 预编码

[0473] 基站从用户接收 (12) 中的信道状况信息 (CSI) 并通过块对角化 (BD) 来计算预编码的权重,以使得

$$[0474] \quad \mathbf{w}_m^T \mathbf{h}_l = 0, \forall m \neq l, m = 1, \dots, M \quad (22)$$

[0475] 其中, 矢量 \mathbf{h}_m 在 (21) 中被定义, 以及 $\mathbf{w}_m = [w_{m1}, w_{m2}, \dots, w_{mN}]$ 。基站还通过使用 (19) 中的估计来预补偿频率偏移, 并通过估计第二训练发送和当前发送之间的延迟 (Δt_0) 来预补偿相位偏移。最后, 基站经由 DIDO 预编码器将数据发送到用户。

[0476] 在发送过程之后, 在用户 i 处接收到的信号由以下给出:

$$[0477] \quad r_i[t] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_{i1}-\Delta t_0)} h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t] +$$

$$[0478] \quad + \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_n T_s (t-\tilde{t}_{in}-\Delta t_0)} h_{in} e^{-j\Delta\omega_{1,n} T_s (t-\Delta t_0)} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t]$$

$$[0479] \quad = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\Delta t_0)} e^{-j\Delta\omega_1 T_s \tilde{t}_{i1}} h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t]$$

$$[0480] \quad + \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_n T_s (t-\Delta t_0)} e^{-j\Delta\omega_n T_s \tilde{t}_{in}} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t]$$

$$[0481] \quad = \gamma_i[t] \left[h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t] + \sum_{n=2}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \right]$$

$$[0482] \quad = \gamma_i[t] \left[\sum_{n=1}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \right]$$

$$[0483] \quad = \gamma_i[t] \sum_{m=1}^M \left[\sum_{n=1}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} w_{mn} \right] x_m[t]$$

$$[0484] \quad = \gamma_i[t] \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^T \mathbf{h}_i x_m[t] \quad (23)$$

[0485] 其中, $\gamma_i[n] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_{i1}-\Delta t_0)}$ 使用属性 (22), 我们得到:

$$[0486] \quad r_i[t] = \gamma_i[t] \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_i x_i[t] \quad (24)$$

[0487] 最后, 用户计算剩余频率偏移和信道估计来解调数据流 $x_i[t]$ 。

[0488] 结果

[0489] 图 48 示出了具有和不具有频率偏移的 DIDO 2×2 系统的 SER 结果。可以看到, 所提出的方法完全消除了频率 / 相位偏移, 产生了与不具有偏移的系统相同的 SER。

[0490] 接下来, 我们评估所提出的补偿方法对于频率偏移误差和 / 或实时偏移的波动的灵敏性。因此, 我们将 (14) 重写为:

$$[0491] \quad r_1[t] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_{11}-\Delta t_0)} h_{11} [w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]]$$

$$[0492] \quad + e^{j\Delta\omega_2 T_s (t-\tilde{t}_{12} - \Delta t_o)} h_{12} e^{-j(\Delta\omega_T + 2\pi\epsilon)T_s (t-\Delta t_o)} [w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t]] \quad (25)$$

[0493] 其中, ϵ 表示训练和数据发送之间的频率偏移的估计误差和 / 或变化。注意, ϵ 的效果是破坏 (13) 中的正交特性, 以使得 (14) 和 (16) 中的干扰项在发射机处没有完全被预先消除。因为这样, SER 性能随着增大的 ϵ 值而降低。

[0494] 图 48 示出了对于不同的 ϵ 值的频率偏移补偿方法的 SER 性能。这些结果假设 $T_s = 0.3\text{ms}$ (即具有 3KHz 带宽的信号)。我们观察到, 对于 $\epsilon = 0.001\text{Hz}$ (或更少), SER 性能与没有偏移的情况相似。

[0495] f. 用于时间和频率偏移估计的算法的一个实施方式的描述

[0496] 下面, 我们描述执行时间和频率偏移估计的另外的实施方式 (图 47 中的 4701b)。考虑的发射信号结构在 H. Minn, V. K. Bhargava 和 K. B. Letaief, " A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 4, pp. 822-839, July 2003 中提出, 在 K. Shi 和 E. Serpedin, " Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, July 2004 中被详细研究。通常具有好的相关属性的序列被用于训练。例如, 对于我们的系统, Chu 序列被使用, Chu 序列如在 D. Chu, " Polyphasecodes with good periodic correlation properties (corresp.), " IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, July 1972 中被描述。这些序列具有有趣的属性, 即它们具有完美的循环相关。让 L_{cp} 表示循环前缀的长度, N_t 表示分量训练序列的长度。使得 $N_t = M_t$, 其中 M_t 是训练序列的长度。在这些假设下, 所发送的用于开端的符号序列可以被写成:

$$[0497] \quad s[n] = t[n-N_t] \quad \text{对于 } n = -1, \dots, -L_{cp}$$

$$[0498] \quad s[n] = t[n] \quad \text{对于 } n = 0, \dots, N_t-1$$

$$[0499] \quad s[n] = t[n-N_t] \quad \text{对于 } n = N_t, \dots, 2N_t-1$$

$$[0500] \quad s[n] = -t[n-2N_t] \quad \text{对于 } n = 2N_t, \dots, 3N_t-1$$

$$[0501] \quad s[n] = t[n-3N_t] \quad \text{对于 } n = 3N_t, \dots, 4N_t-1$$

[0502] 注意该训练信号的结构可以被扩展至其它长度, 但重复了块结构。例如, 为了使用 16 个训练信号, 我们考虑一种结构, 例如:

$$[0503] \quad [CP, B, B, -B, B, B, B, -B, B, -B, -B, B, B, -B, B, B, -B, B,]。$$

[0504] 通过使用该结构, 并使 $N_t = 4M_t$, 所有将要描述的算法可以在没有修改的情况下被使用。有效地, 我们重复训练序列。这在合适的训练信号可能不可用的情况下特别有用。

[0505] 在对符号率进行匹配的滤波和向下采样之后, 考虑下面的所接收到的信号:

$$[0506] \quad r[n] = e^{2\pi\epsilon n} \sum_{l=0}^{L-1} h[l]s[n-l-\Delta] + v[n]$$

[0507] 其中 ϵ 是未知的离散时间频率偏移, Δ 是未知的帧偏移, $h[1]$ 是未知的离散时间信道系数, 以及 $v[n]$ 是附加噪声。为了解释以下部分中的关键思想, 忽略附加噪声的存在。

[0508] i. 粗略的帧同步

[0509] 粗略的帧同步的目的是解决未知的帧偏移 Δ 。让我们做出以下定义:

[0510] $r_1[n] := [r[n], r[n+1], \dots, r[n+N_t-1]]^T$,

[0511] $r_1[n] := [r[n+L_{ep}], r[n+1], \dots, r[n+N_t-1]]^T$,

[0512] $r_2[n] := [r[n+N_t], r[n+1+N_t], \dots, r[n+2N_t-1]]^T$,

[0513] $r_2[n] := [r[n+L_{ep}+N_t], r[n+1+L_{ep}+N_t], \dots, r[n+L_{ep}+2N_t-1]]^T$,

[0514] $r_3[n] := [r[n+2N_t], r[n+1+2N_t], \dots, r[n+3N_t-1]]^T$,

[0515] $r_3[n] := [r[n+L_{ep}+2N_t], r[n+L_{ep}+1+2N_t], \dots, r[n+L_{ep}+3N_t-1]]^T$,

[0516] $r_4[n] := [r[n+3N_t], r[n+1+3N_t], \dots, r[n+4N_t-1]]^T$,

[0517] $r_4[n] := [r[n+L_{ep}+3N_t], r[n+L_{ep}+1+3N_t], \dots, r[n+L_{ep}+4N_t-1]]^T$,

[0518] 所提出的粗略的帧同步算法从 K. Shi 和 E. Serpedin, " Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, July 2004 中的算法得到启示, 根据最大似然准则获得。

[0519] 方法 1- 改进的粗略的帧同步: 粗略的帧同步估计器解决了以下优化:

[0520]

$$\hat{\Delta} = \arg \max_{k \in \mathbb{Z}} \frac{|P_1(k)| + |P_2(k)| + |P_3(k)|}{\|r_1\|^2 + \|r_2\|^2 + \|r_3\|^2 + \|r_4\|^2 + \frac{1}{2} (\|\bar{r}_1\|^2 + \|\bar{r}_2\|^2 + \|\bar{r}_3\|^2 + \|\bar{r}_4\|^2)}$$

[0521] 其中,

$$[0522] \quad P_1[k] = r_1^*[k]r_2[k] - r_3^*[k]r_4[k] - \bar{r}_2^*[k]\bar{r}_3[k]$$

$$[0523] \quad P_2[k] = r_2^*[k]r_4[k] - r_1^*[k]r_3[k]$$

$$[0524] \quad P_3[k] = \bar{r}_1^*[k]\bar{r}_4[k].$$

[0525] 使得被校正的信号被定义为:

[0526]

$$r_c[n] = r[n - \hat{\Delta} - \lfloor L_{cp}/4 \rfloor]$$

[0527] 另外的校正项被用于补偿信道中的小的初始脉冲并可以基于应用被调节。这个额外的延迟将之后被包括在信道中。

[0528] ii. 分数频率偏移校正

[0529] 分数频率偏移校正是在粗略的帧同步块之后。

[0530] 方法 2- 改进的分数频率偏移校正: 分数频率偏移是下面的解:

[0531]

$$\epsilon_f = \frac{\text{相位 } P_1[\hat{\Delta}]}{2\pi N_t}$$

[0532] 这被已知为分数频率偏移, 因为算法仅可以校正偏移

$$[0533] \quad |\epsilon_f| < \frac{1}{2N_t}$$

[0534] 这个问题将在下一部分中被解决。让精细频率偏移校正信号被定义为:

$$[0535] \quad r_f[n] = e^{-j2\pi\hat{\epsilon}_f n} r_c[n]$$

[0536] 注意, 方法 1 和 2 是对于在频率选择信道中工作较好的 K. Shi, E. Serpedin, " Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison, " IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, July 2004 的改进。这里的一个特别创新是使用了上面所述的 r 和 r , r 的使用改进了以前的估计器, 因为它忽略了由于内部符号干扰而被影响的取样。

[0537] iii. 整数频率偏移校正

[0538] 为了校正整数频率偏移, 有必要写一个用于在精细频率偏移校正之后所接收到的信号的等价系统模型。将保留的定时误差吸收到信道中, 没有噪声的所接收到的信号具有以下结构:

$$[0539] \quad r_f[n] = e^{j2\pi\frac{nk}{N_s}} \sum_{l=0}^{L_{cp}} g[l] s[n-l]$$

[0540] 其中 $n = 0, 1, \dots, 4N_t - 1$ 。整数频率偏移是 k , 而未知的等价信道是 $g[l]$ 。

[0541] 方法 3- 改进的整数频率偏移校正: 整数频率偏移是以下的解:

$$[0542] \quad \hat{k} = \arg \max_{m=0,1,\dots,N_t-1} r^* D[k] S (S^* S)^{-1} S^* D[k]^* r$$

[0543] 其中:

$$[0544] \quad T = D[k] S g$$

$$[0545] \quad D[k] := \text{diag} \left\{ 1, e^{j2\pi\frac{nk}{N_t}}, \dots, e^{j2\pi\frac{n(4N_t-1)k}{N_t}} \right\}$$

$$[0546] \quad S := \begin{bmatrix} s[0] & s[-1] & \dots & \dots & s[-L_{cp}] \\ s[1] & s[0] & s[-1] & \dots & s[-L_{cp} + 1] \\ s[4N_t - 1] & s[4N_t - 2] & s[4N_t - 3] & \dots & s[4N_t - 1 - L_{cp}] \end{bmatrix}$$

$$[0547] \quad g := \begin{bmatrix} g[0] \\ g[1] \\ \vdots \\ g[L_{cp}] \end{bmatrix}$$

[0548] 这给出了总的频率偏移的估计:

$$[0549] \quad \hat{\epsilon} = \frac{\hat{k}}{N_t} + \hat{\epsilon}_f$$

[0550] 实际上, 方法 3 具有很高的复杂性。为了降低复杂性, 可以做出以下观察。首先, 乘积 $S(S^*S)^{-1}S$ 可以被预计算。遗憾的是, 这仍然留下了相当大的矩阵乘法。可替换的是采用有所提出的训练序列的观察, $S^*S \approx I$ 。这产生了以下的降低的负载型的方法。

[0551] 方法 4- 低复杂性的改进的整数频率偏移校正:

[0552] 低复杂性的整数频率偏移估计器解出了

$$[0553] \quad \hat{k} = \arg \max_{m=0,1,\dots,N_t-1} (\mathbf{S}^* \mathbf{D}[k]^* \mathbf{r})^* (\mathbf{S}^* \mathbf{D}[k]^* \mathbf{r})$$

[0554] iv. 结果

[0555] 在该部分中,我们比较了不同的所提出的估计器的性能。

[0556] 首先,在图 50 中,我们比较了每种方法所需要的开销的量。注意两种新的方法将开销降低了 10 倍到 20 倍。为了比较不同的估计器的性能, MonteCarlo 实验被执行。所考虑的设置是从具有 3K 符号每秒的符号率的线性调制构造的我们的通常的 NVIS 发送波形, 对应于 3KHz 的通带带宽, 以及上升的余弦脉冲成形。对于每个 Monte Carlo 实现, 频率偏移从在 $[-f_{\max}, f_{\max}]$ 上的均匀分布而生成。

[0557] 具有 $f_{\max} = 2\text{Hz}$ 的小的频率偏移且没有整数偏移校正的仿真在图 51 中被示出。可以从该性能比较中看出, 具有 $N_t/M_t = 1$ 的性能从原始估计器轻微降级, 虽然实质上降低了开销。具有 $N_t/M_t = 4$ 的性能更好, 几乎是 10dB。由于在整数偏移估计中的误差, 所有曲线在低的 SNR 点经历了曲折。在整数偏移中的小的误差可以创建大的频率误差和大的拼接平方误差。整数偏移校正可以在小的偏移中被关闭以改进性能。

[0558] 在多路径信道存在的情况下, 频率偏移估计器的性能一般降低。然而, 在图 52 中, 关闭整数偏移估计器展现了非常好的性能。因此, 在多路径信道中, 在执行鲁棒的粗略校正之后的改进的精细校正算法是更重要的。注意, 具有 $N_t/M_t = 4$ 的偏移性能在多路径情况下好得多。

[0559] 本发明的实施方式可以包括上面所提出的各种步骤。所述步骤可以以机器可执行指令的方式实现, 所述指令使得通用或专用处理器执行特定步骤。例如, 在上面所述的基站/AP 和客户装置内的各种组件可以被实施为在通用或专用处理器上执行的软件。为了避免模糊本发明的有关方面, 诸如计算机存储器、硬盘、输入装置等的各种公知的个人计算机组件已经从图中省去。

[0560] 可替换地, 在一个实施方式中, 这里所示出的各种功能模块和相关步骤可以通过包含执行步骤的硬接线逻辑的专用硬件组件 (例如专用集成电路

[0561] (ASIC)) 或通过编程计算机组件和定制硬件组件的任意组合而被执行。

[0562] 在一个实施方式中, 诸如上面描述的编码、调制和信号处理逻辑 903 的特定模块可以在可编程数字信号处理器 (DSP) (或 DSP 组) 上被实施, 所述 DSP 例如使用德州仪器 (Texas Instruments) 的 TMS320x 架构的 DSP (例如, TMS320C6000、TMS320C5000 等)。在该实施方式中的 DSP 可以被嵌入在个人计算机的插件卡中, 例如, PCI 卡。当然, 在符合本发明的基本原理的情况下, 各种不同的 DSP 架构可以被使用。

[0563] 本发明的各种部件也可以被提供为用于存储机器可执行指令的机器可读介质。机器可读介质可以包括但不限于闪存、光盘、CD-ROM、DVD ROM、RAM、EPROM、EEPROM、磁卡或光学卡、传播媒介或适于存储电子指令的其它类型的机器可读介质。例如, 本发明可以被下载为计算机程序, 该计算机程序可以通过包含在载波或其它传播媒介的数据信号的方式经由通信链路 (例如, 调制解调器或网络连接) 从远程计算机 (例如服务器) 传送到请求计算机 (例如客户端)。

[0564] 遍及前述描述, 为了解释的目的, 许多特定细节被提出以提供本系统和 方法的全面理解。然而, 对于本领域技术人员来说显而易见的是, 系统和方法可以在没有这些特定细

节中的一些的情况下被实现。因此,本发明的范围和实质应当根据所附权利要求被判断。

[0565] 此外,在前述描述中,许多文献被引用以提供本发明的更全面的理解。所有这些引用的参考文献通过参考被合并到本申请中。

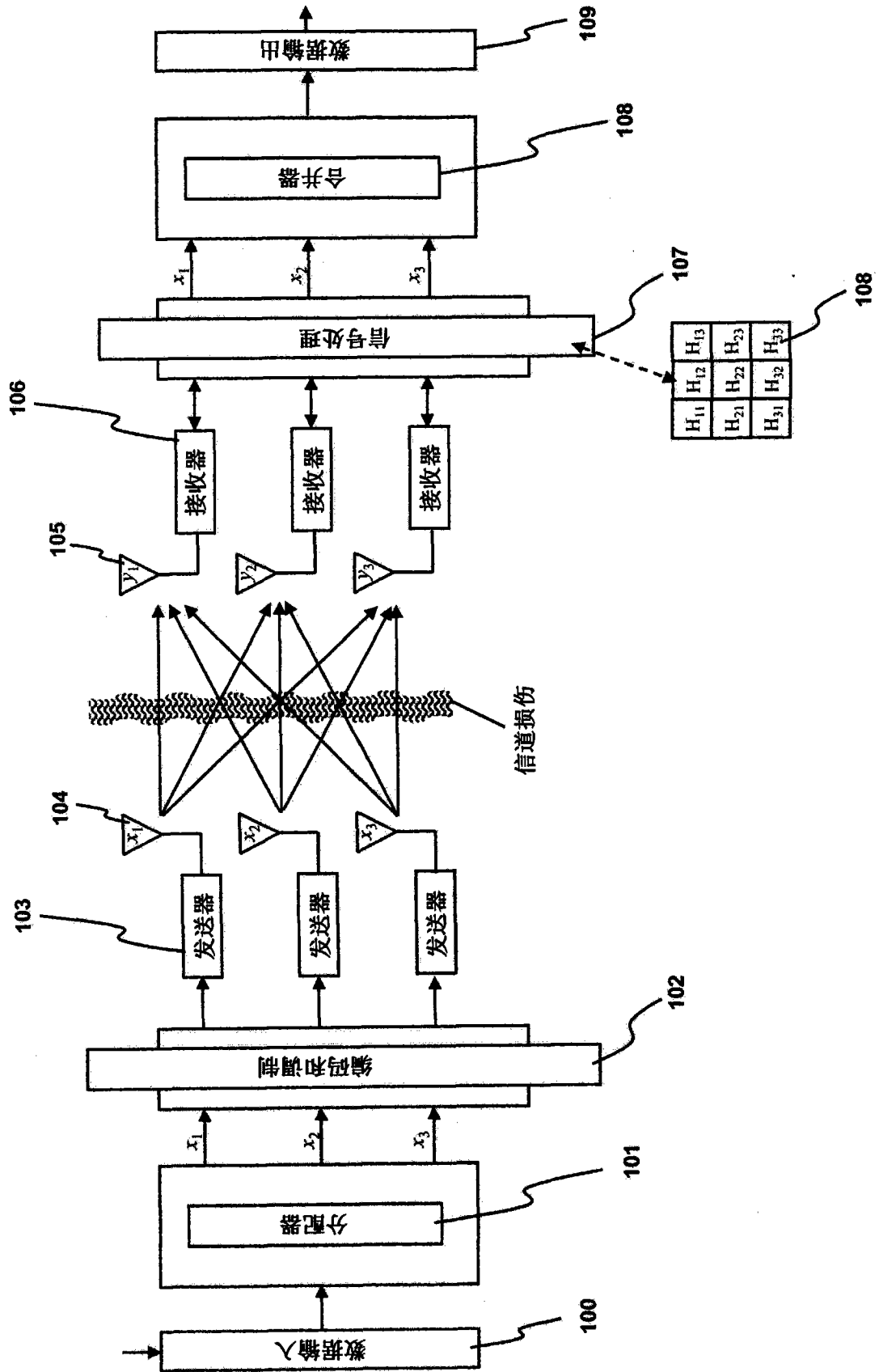
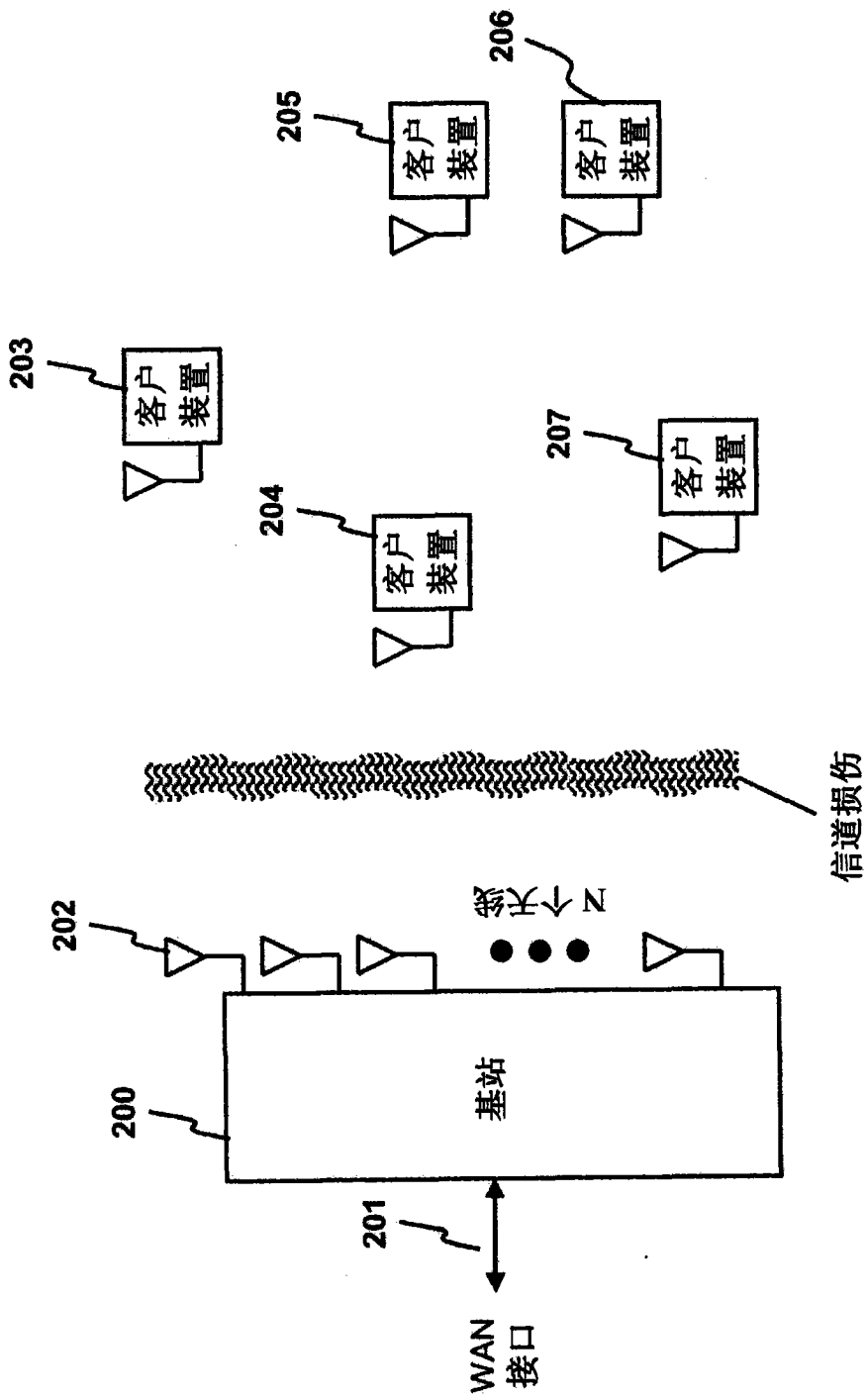
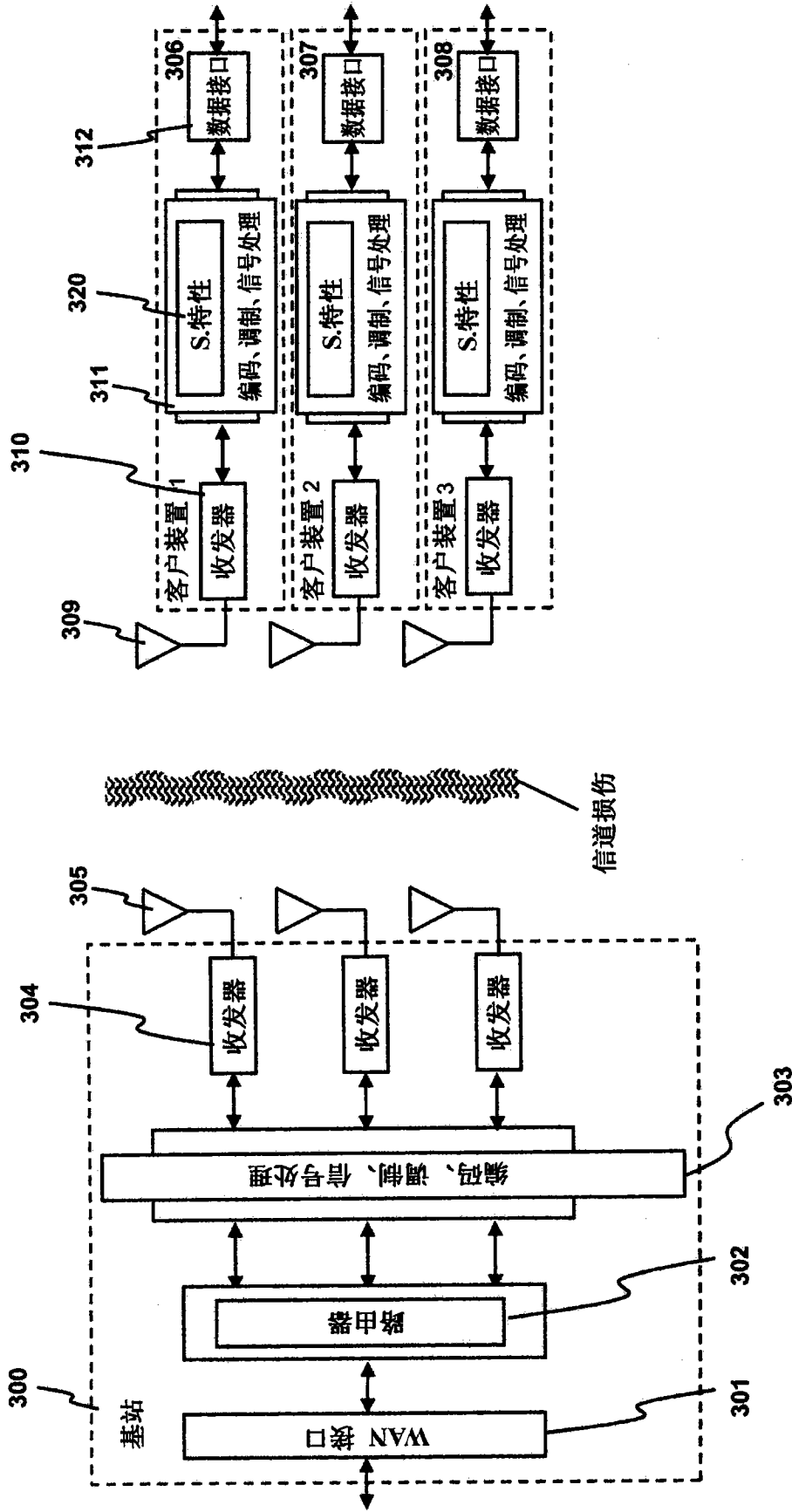


图 1(现有技术)



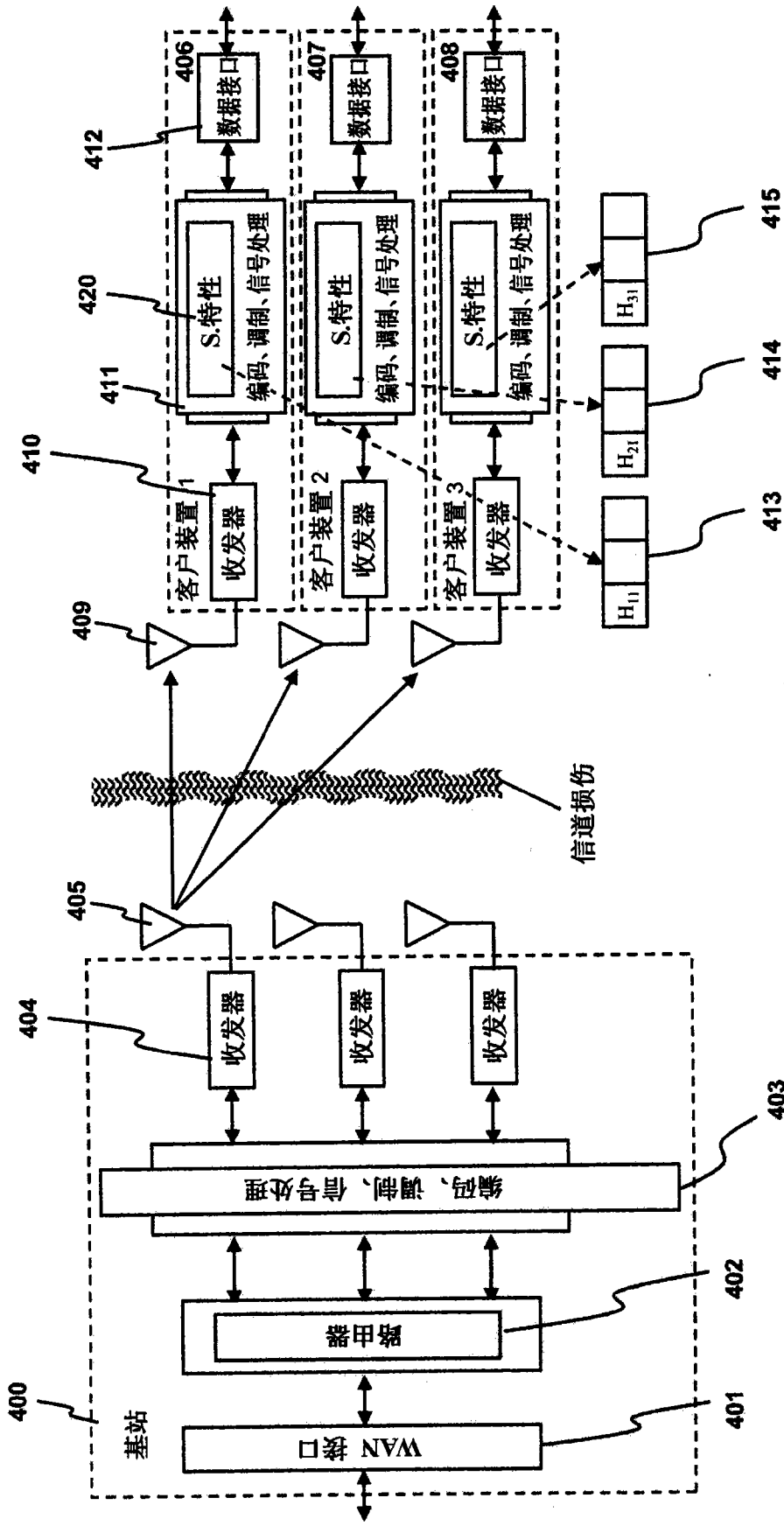
具有单天线客户装置的 N 天线基站

图 2



具有 3 个单天线客户装置的 3 天线基站

图 3



天线 1 导频信号传输

图 4

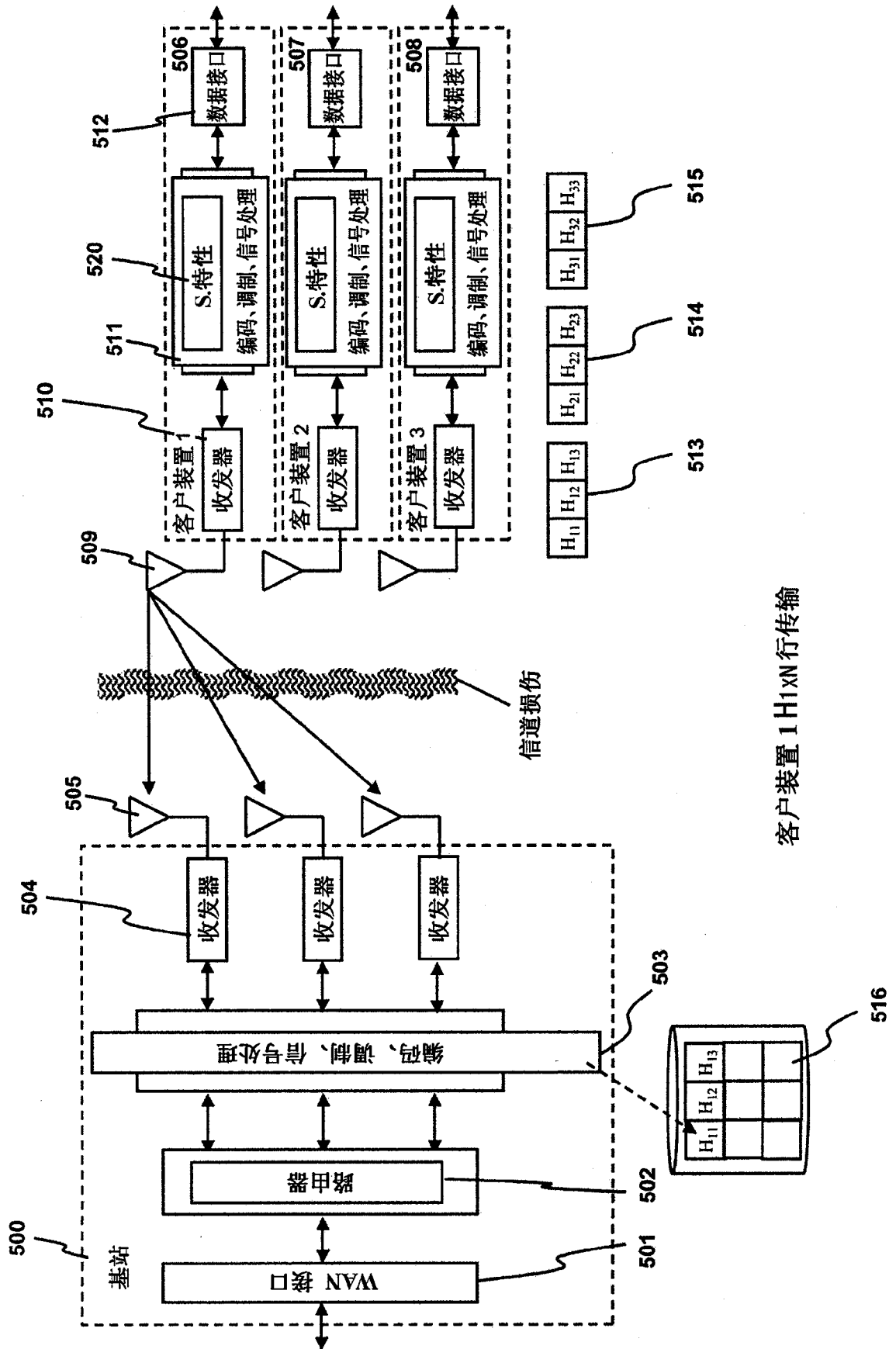
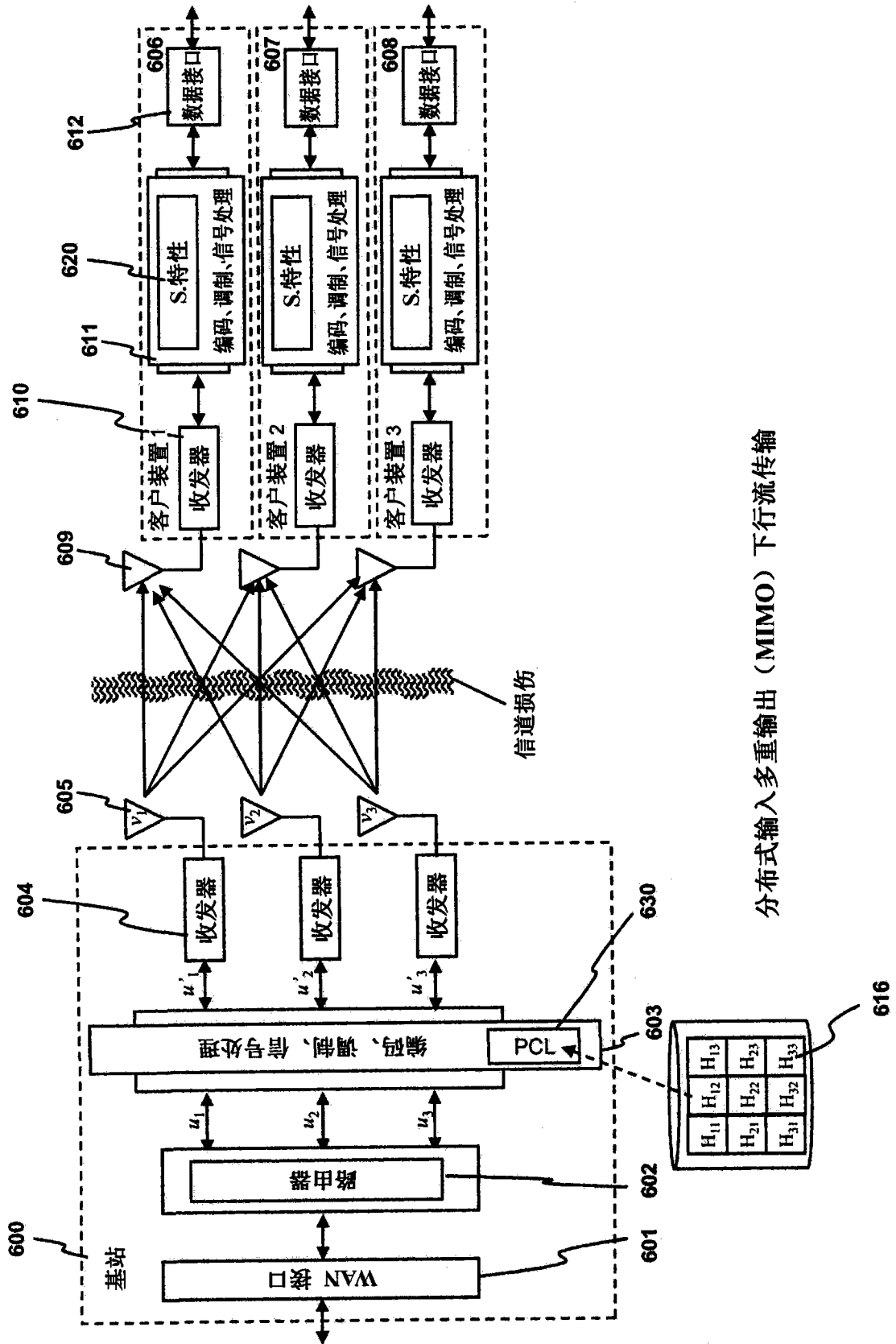


图 5



分布式输入多重输出 (MIMO) 下行流传输

图 6

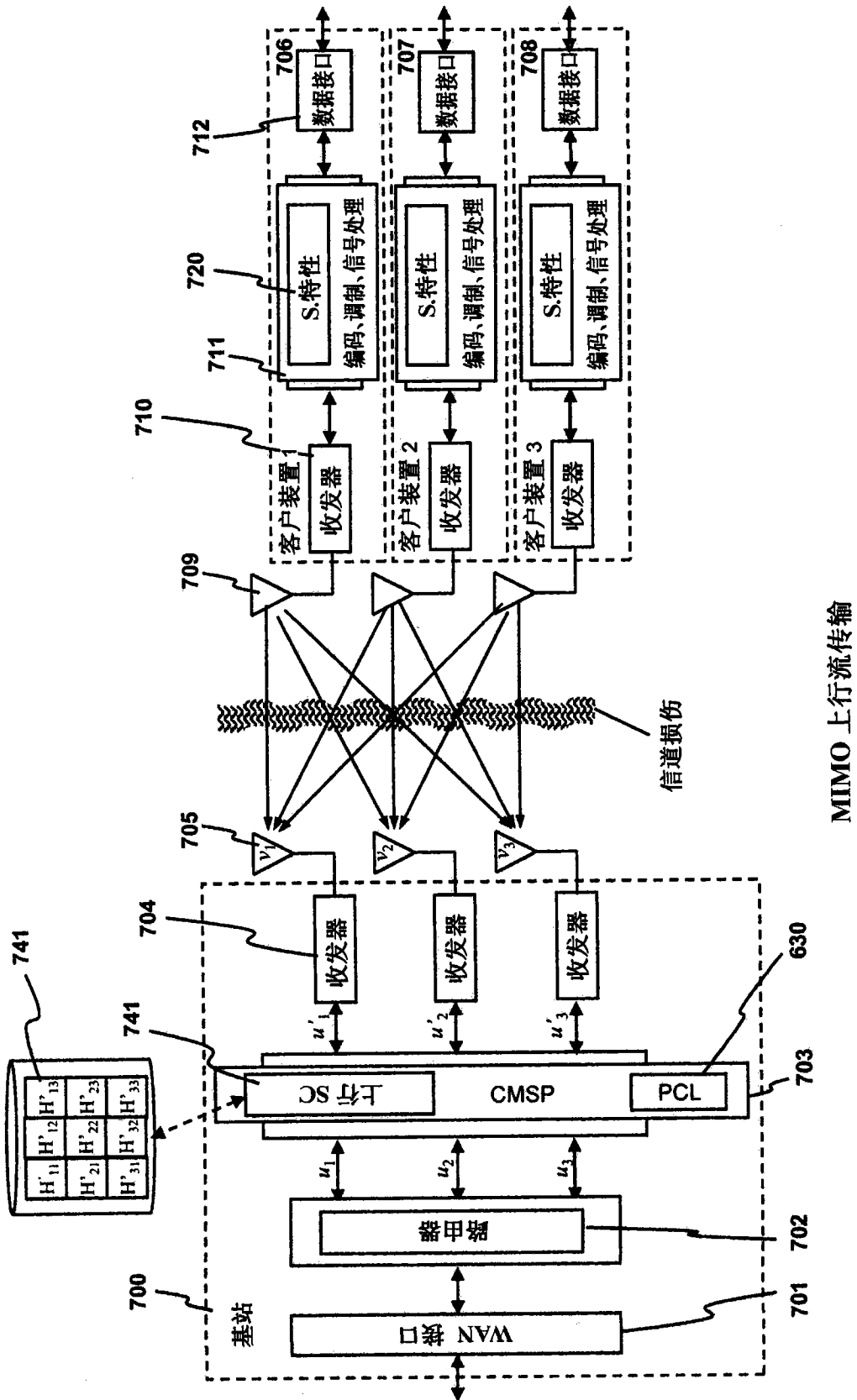
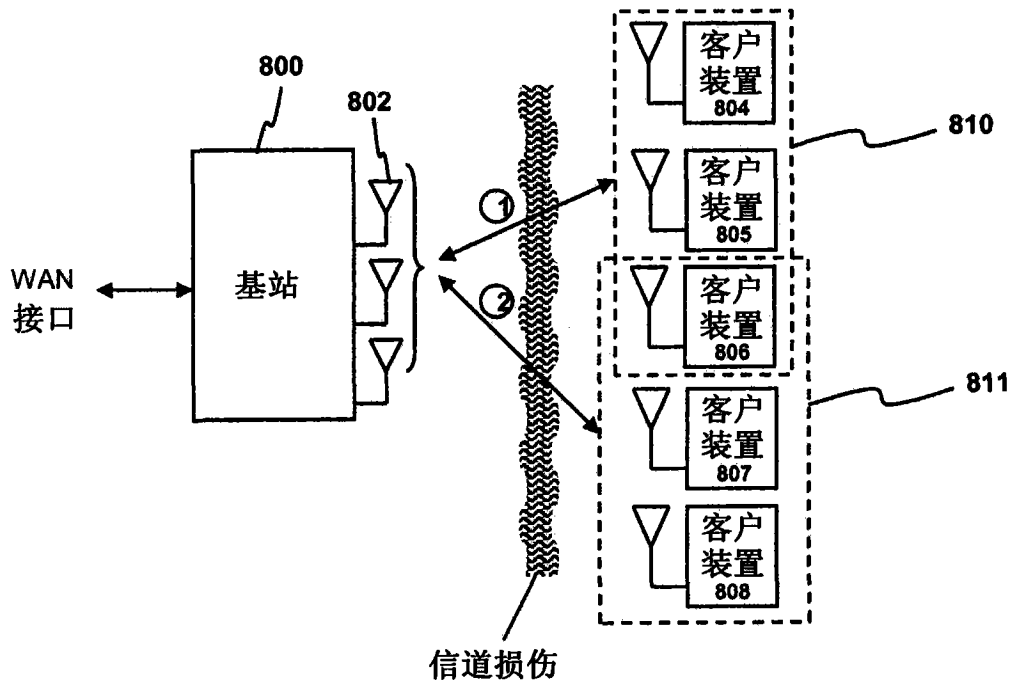
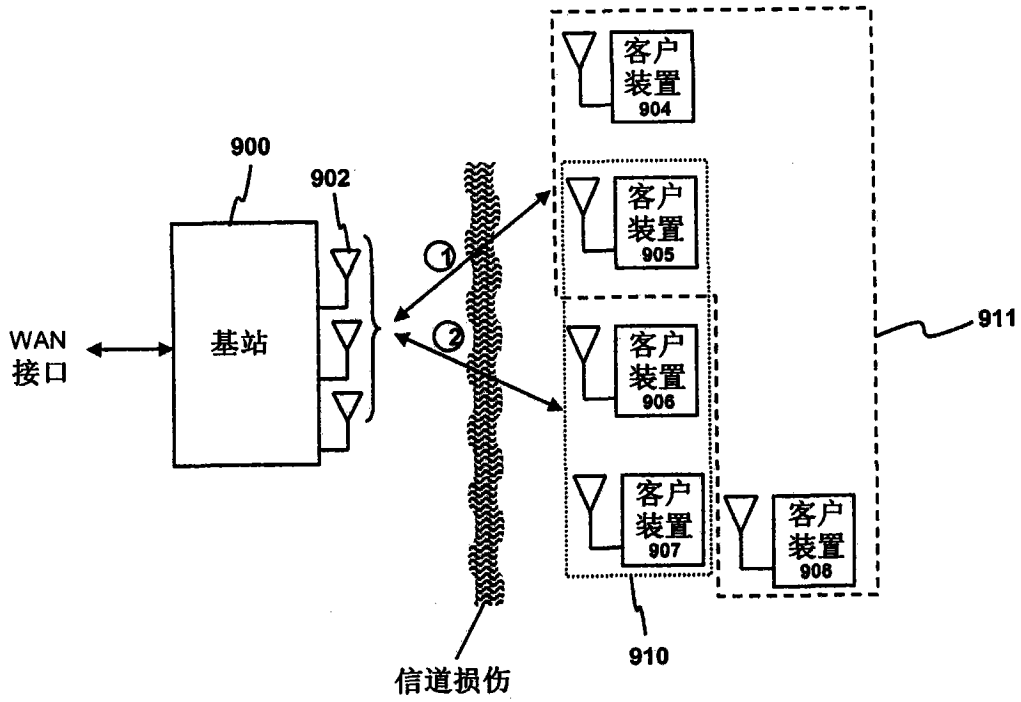


图 7



不同客户群的循环

图 8



基于近邻的客户分组

图 9

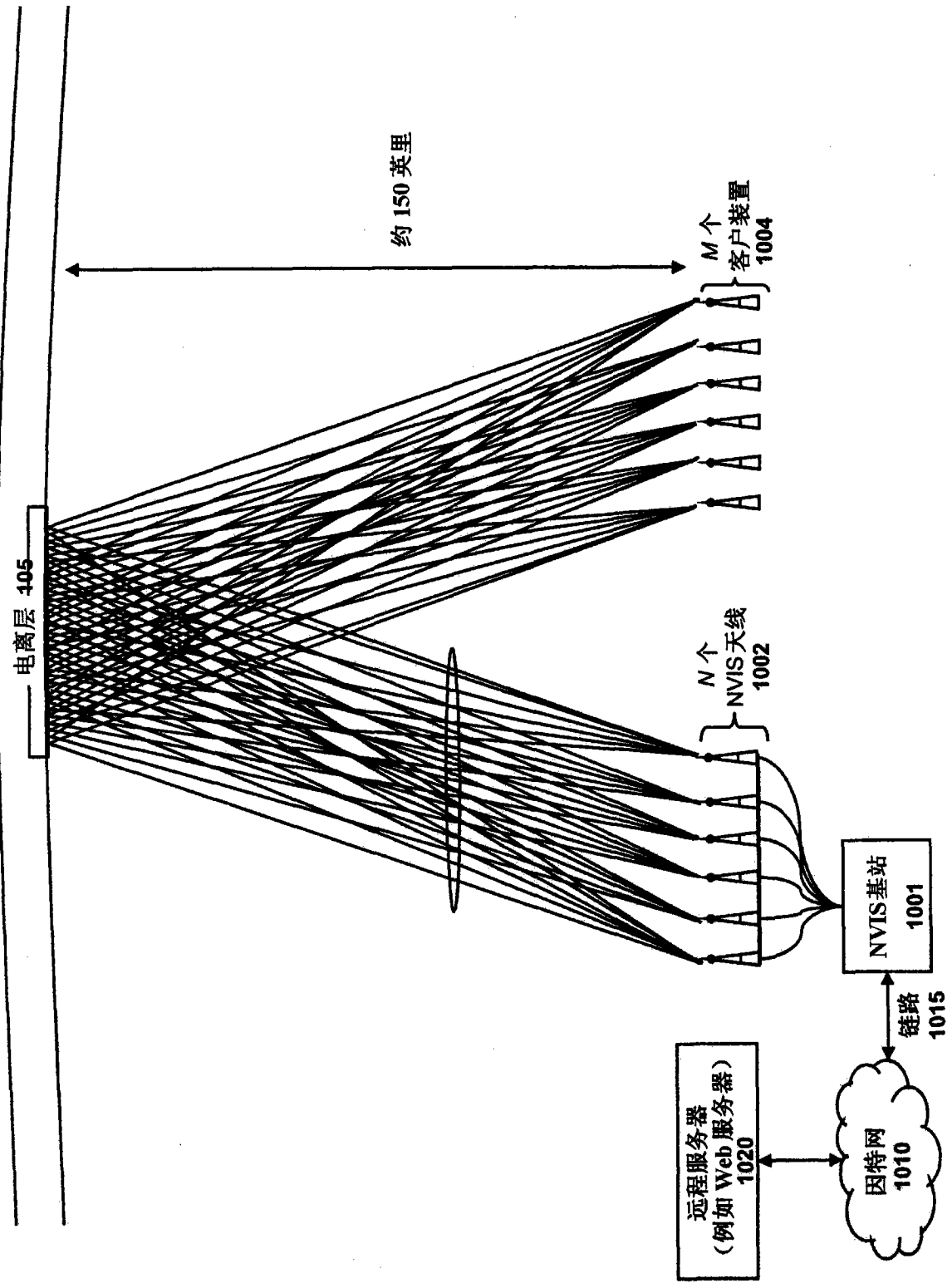


图 10

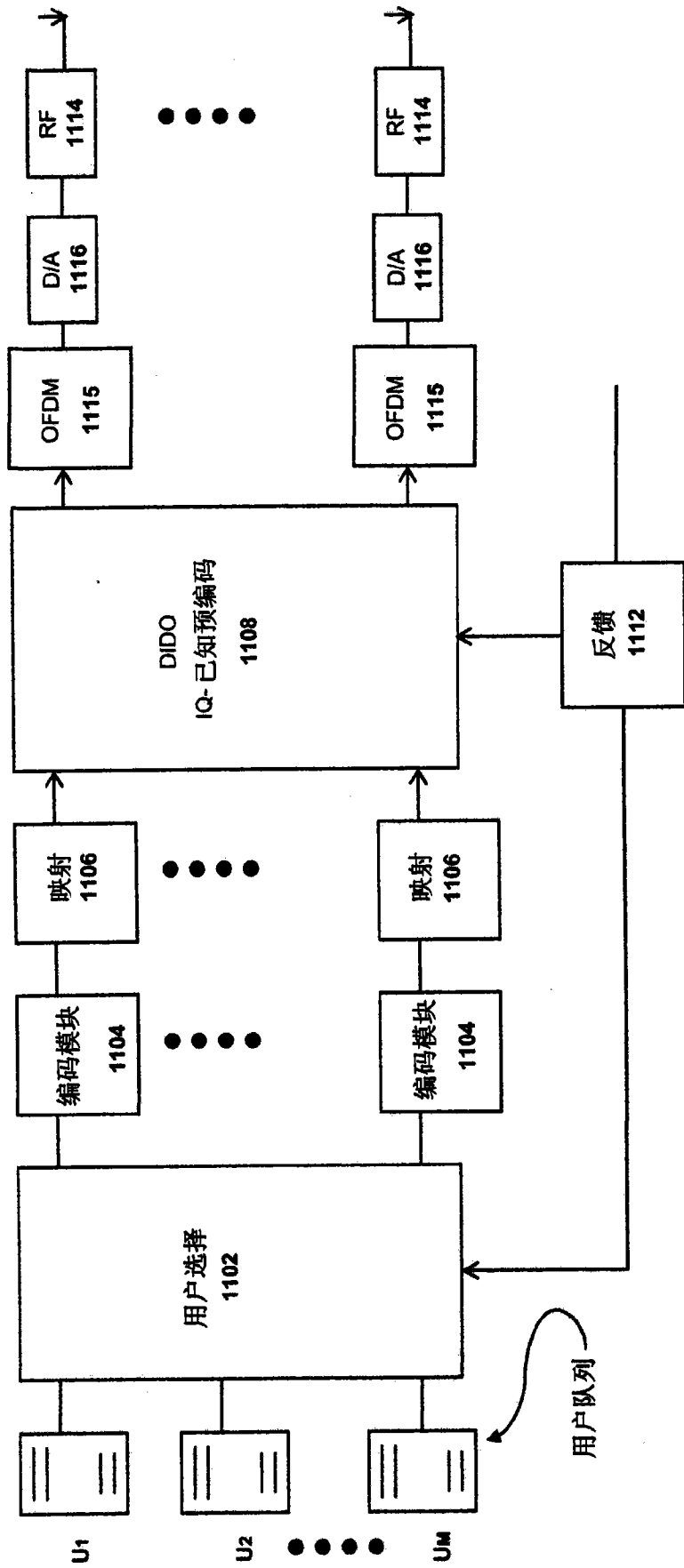


图 11

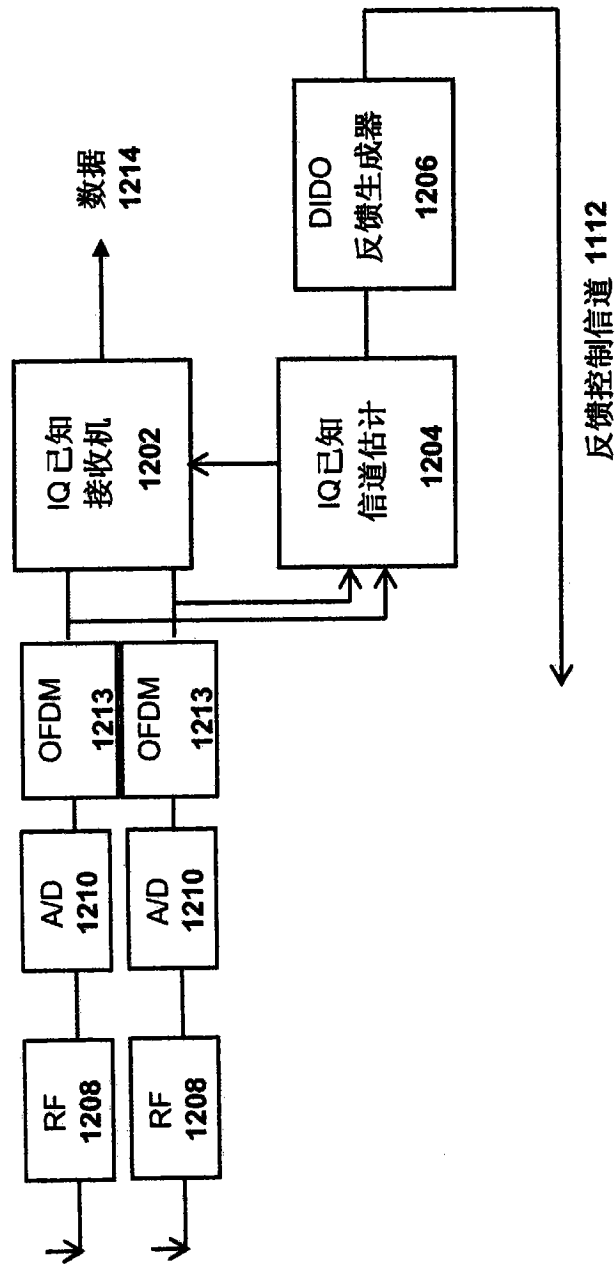


图 12

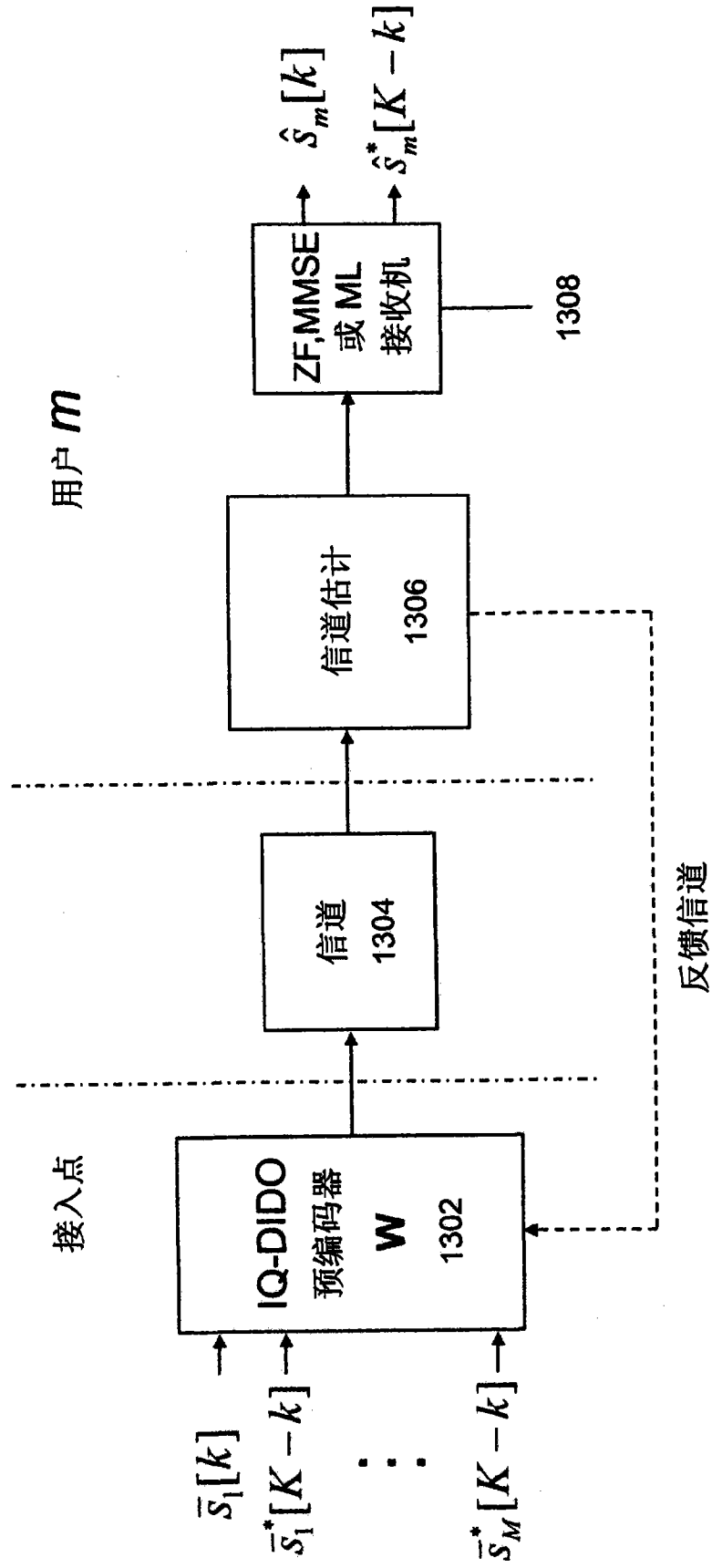


图 13

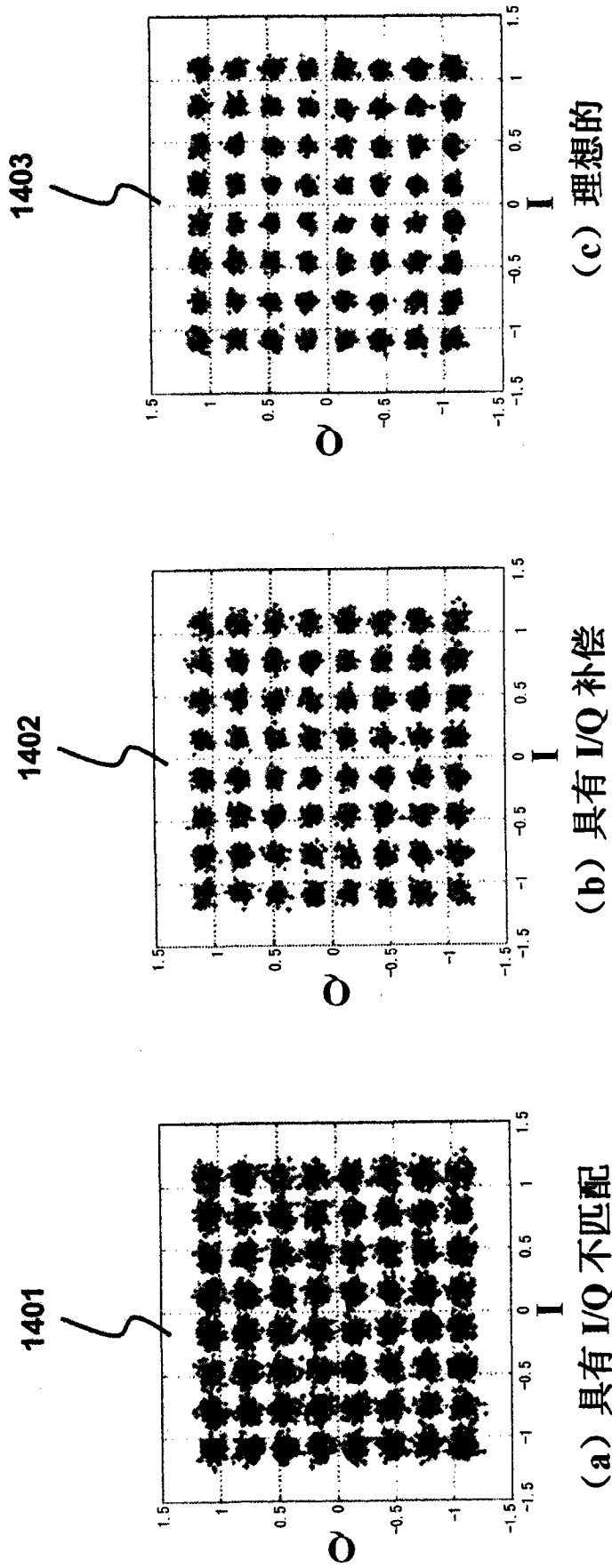


图 14

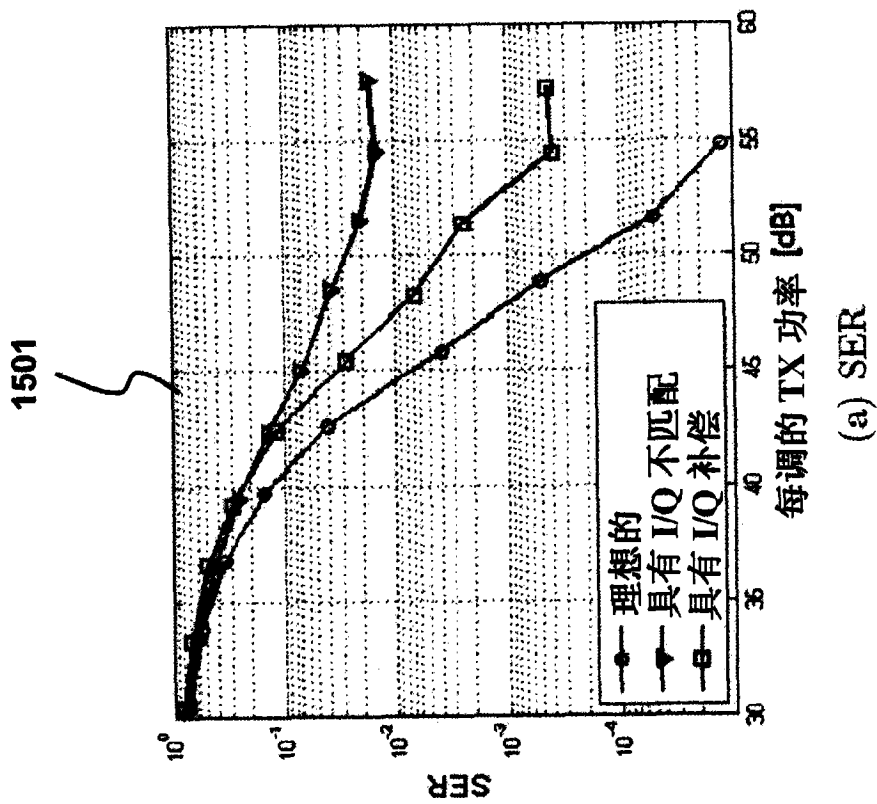
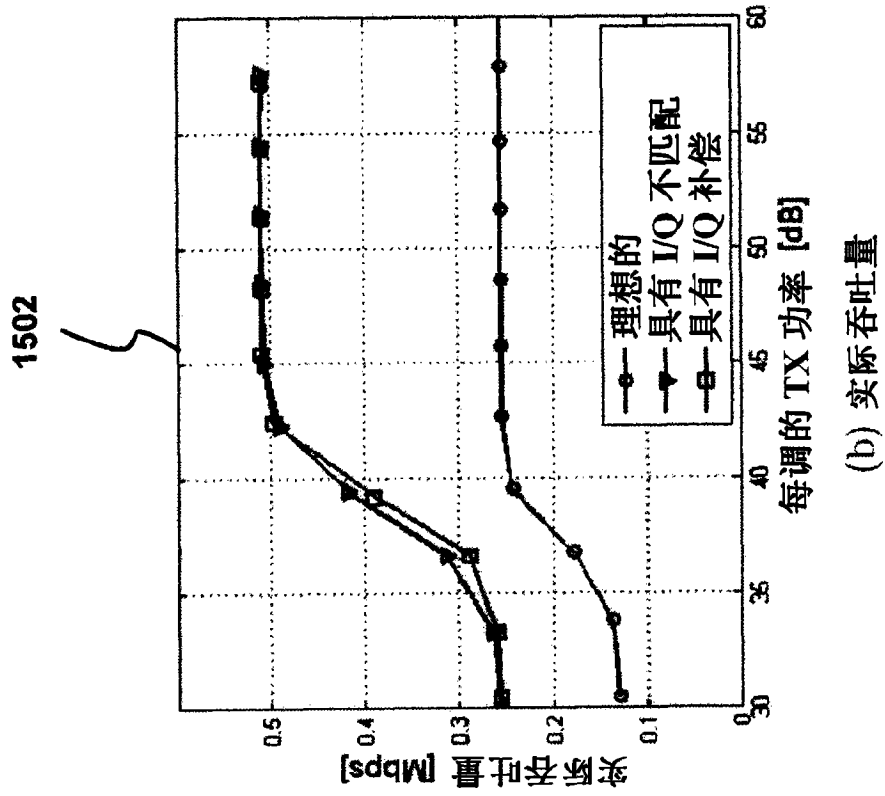


图 15

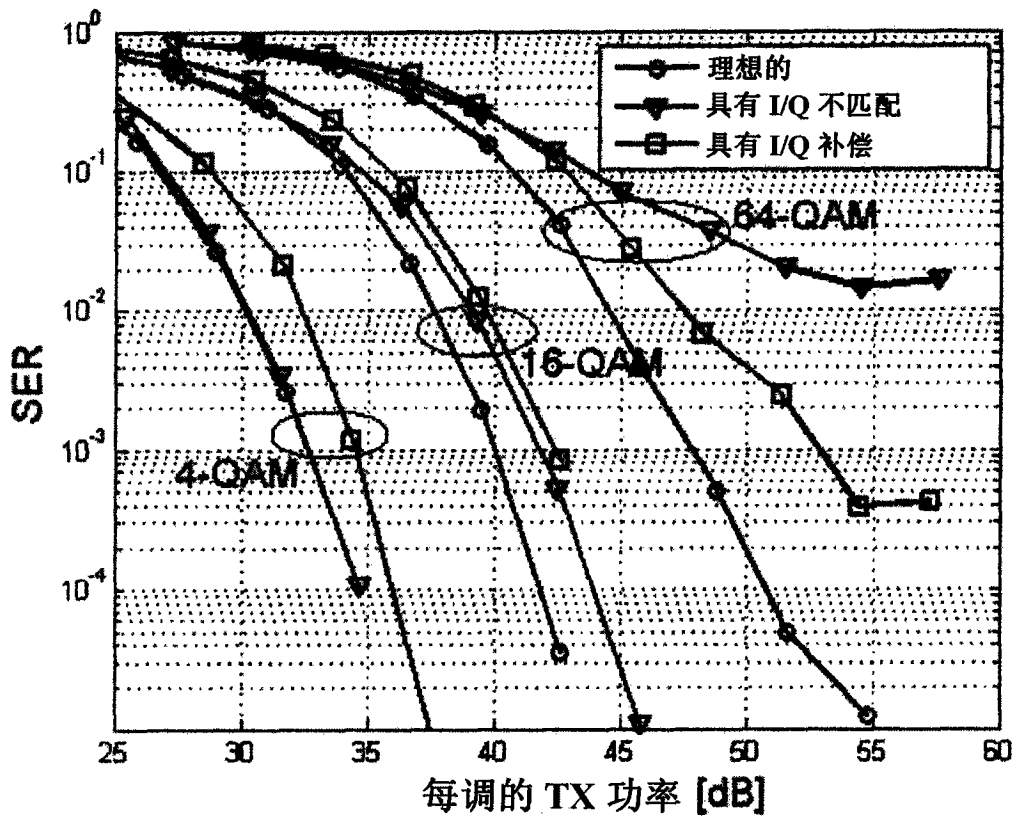


图 16

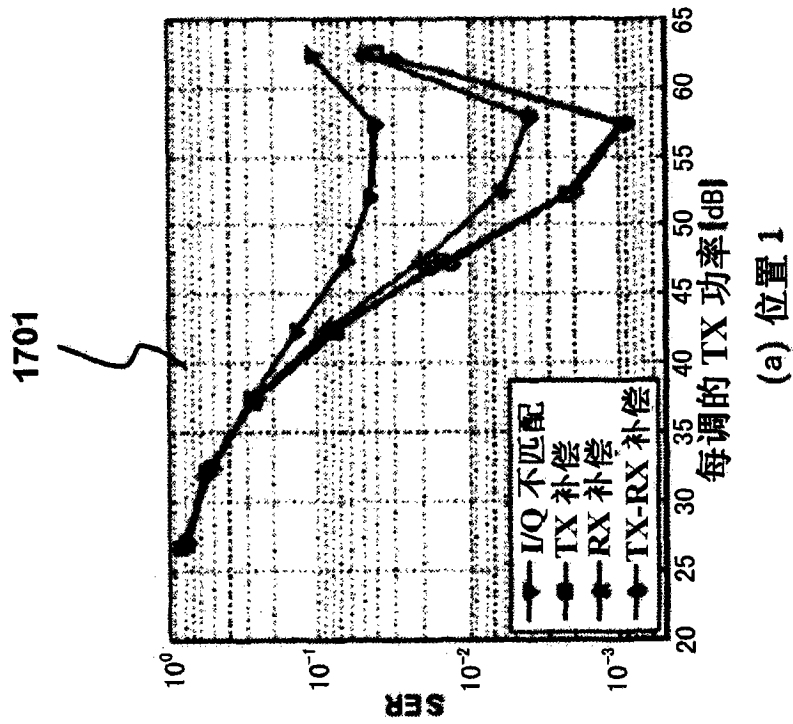
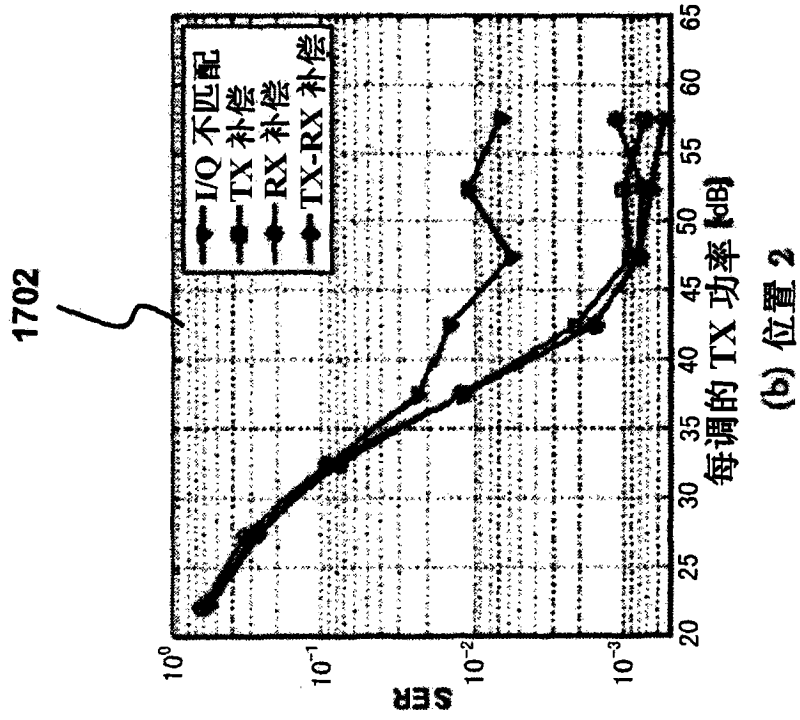


图 17

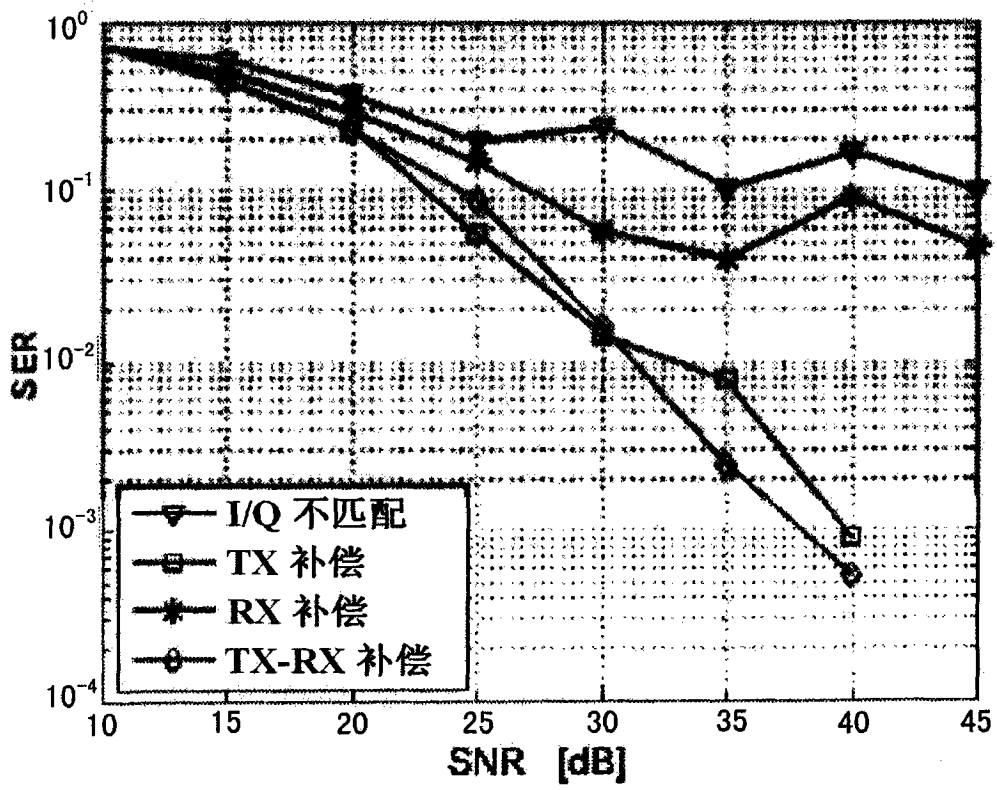


图 18

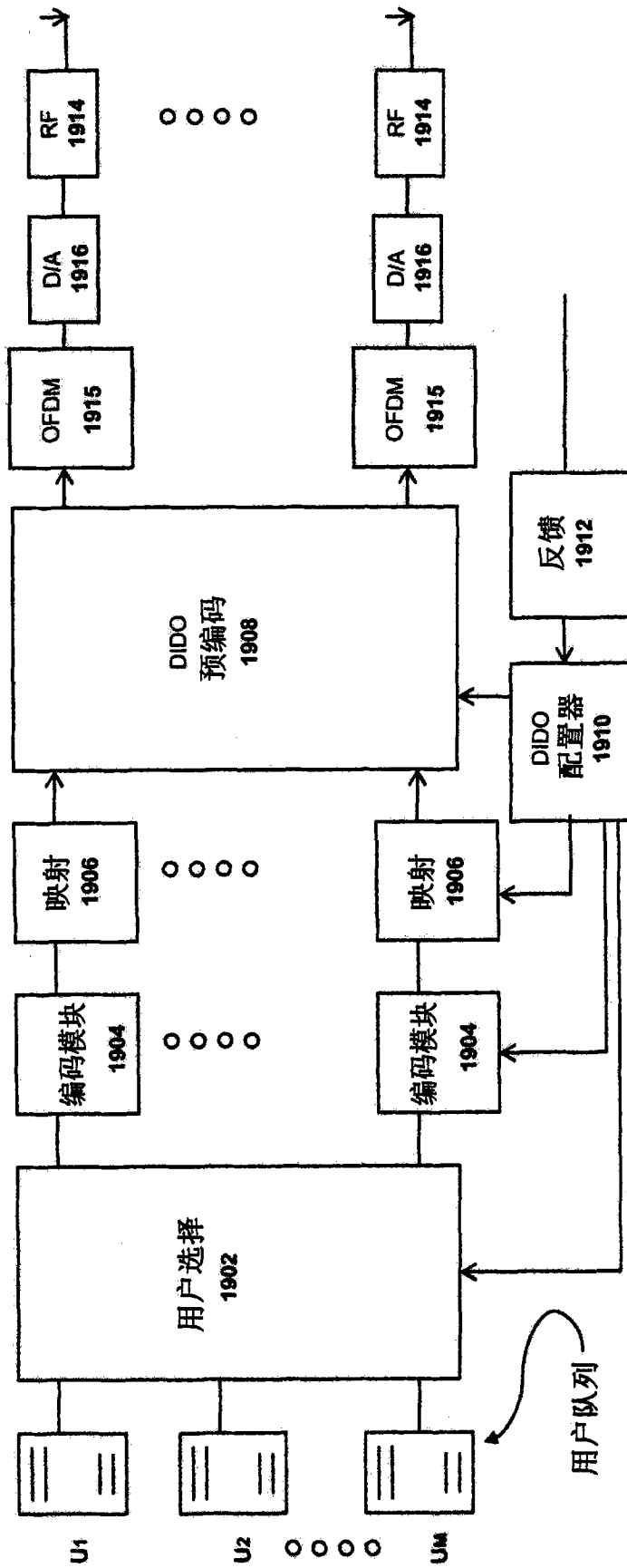


图 19

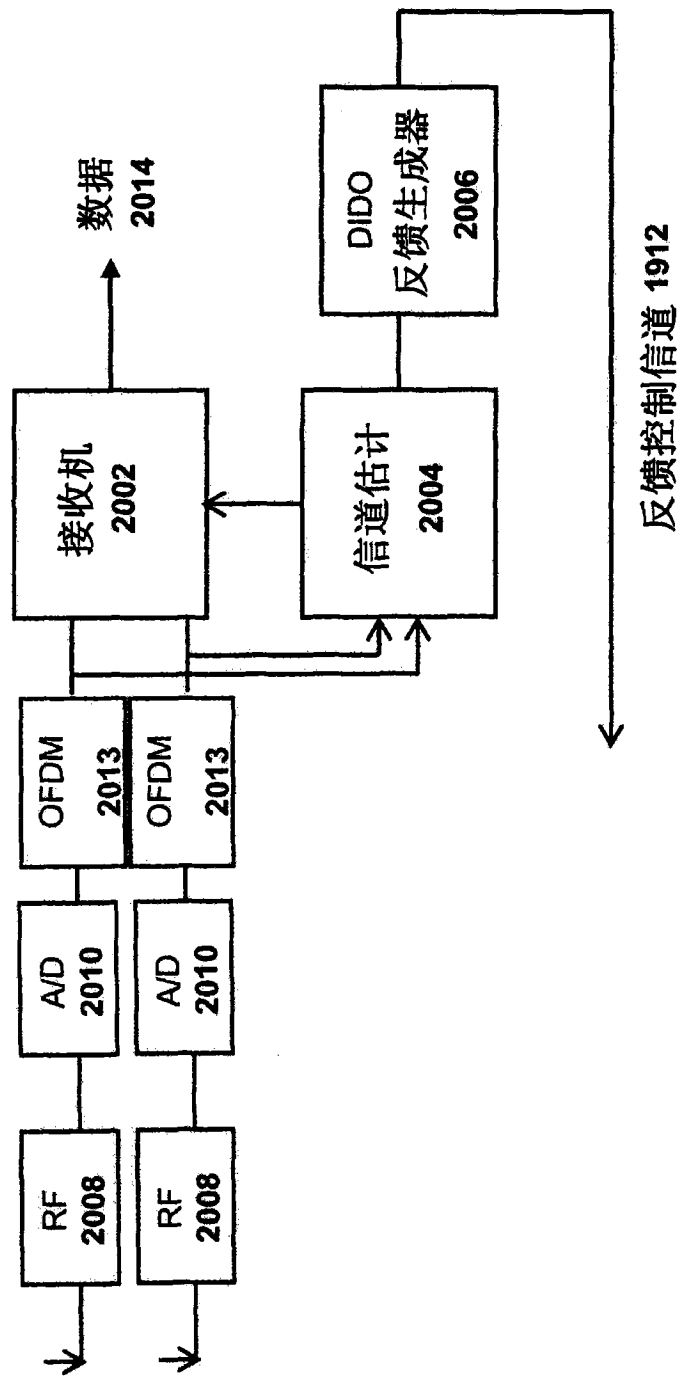


图 20

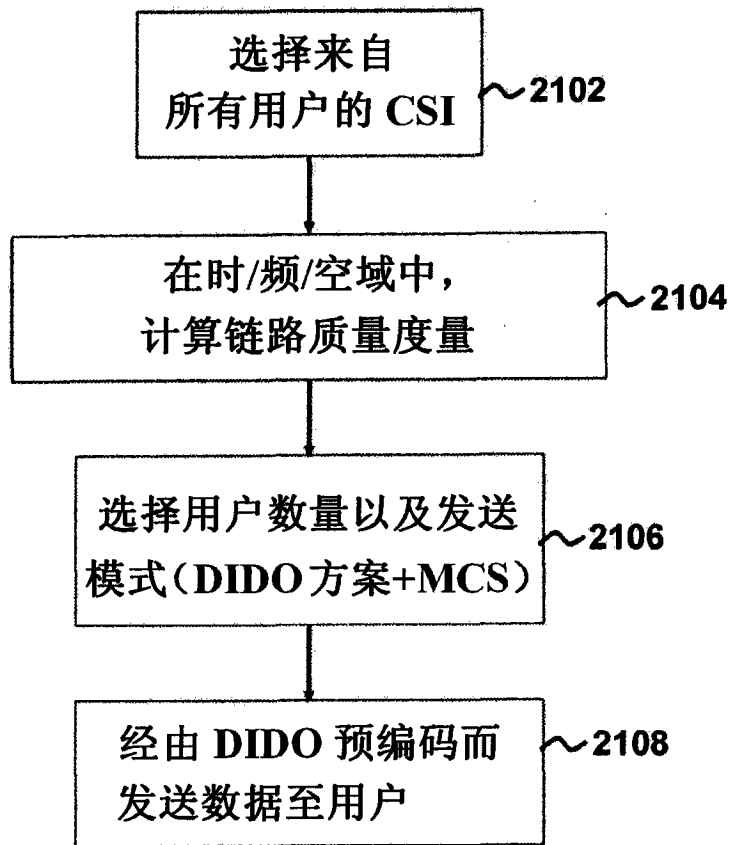


图 21

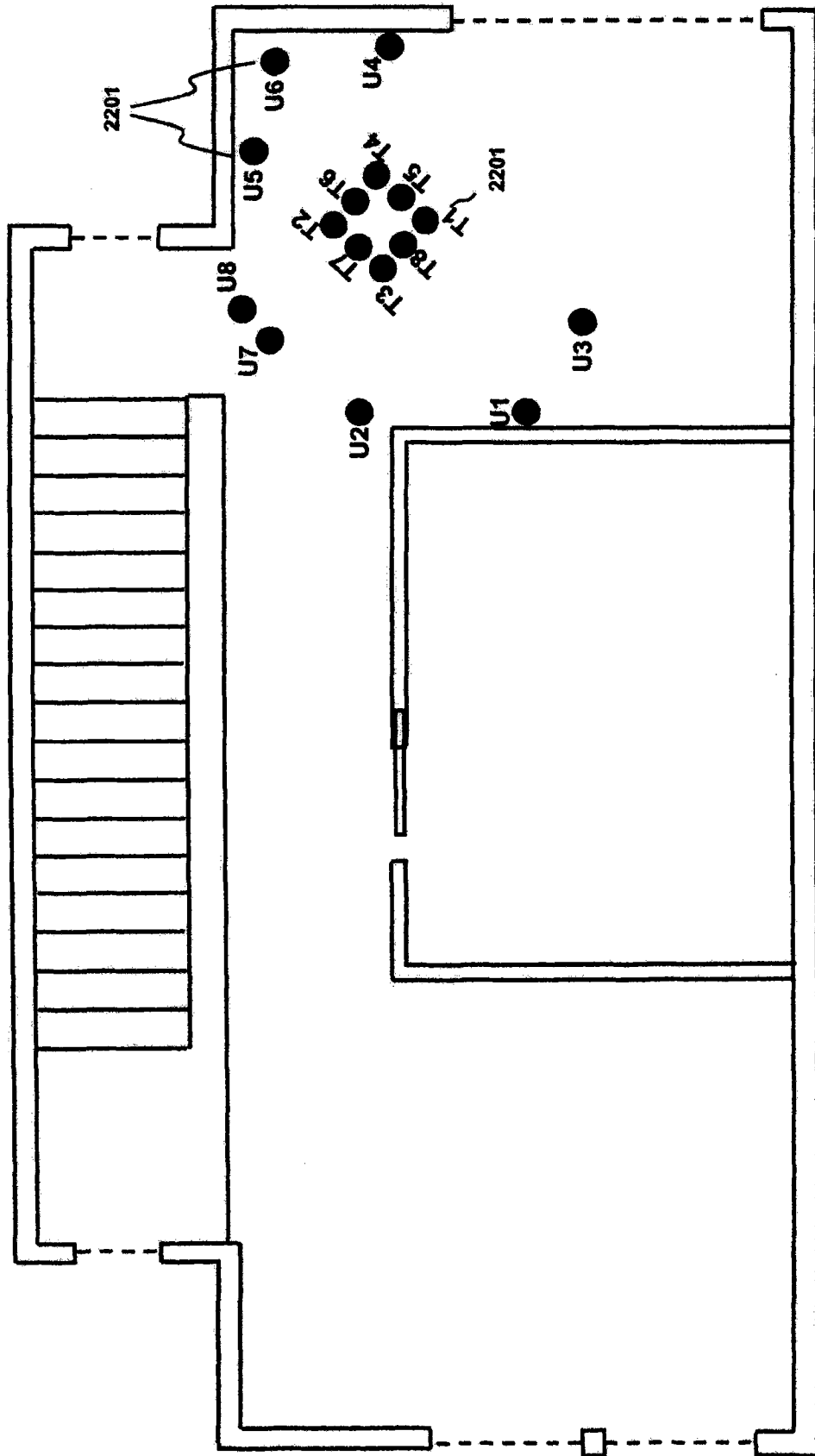


图 22

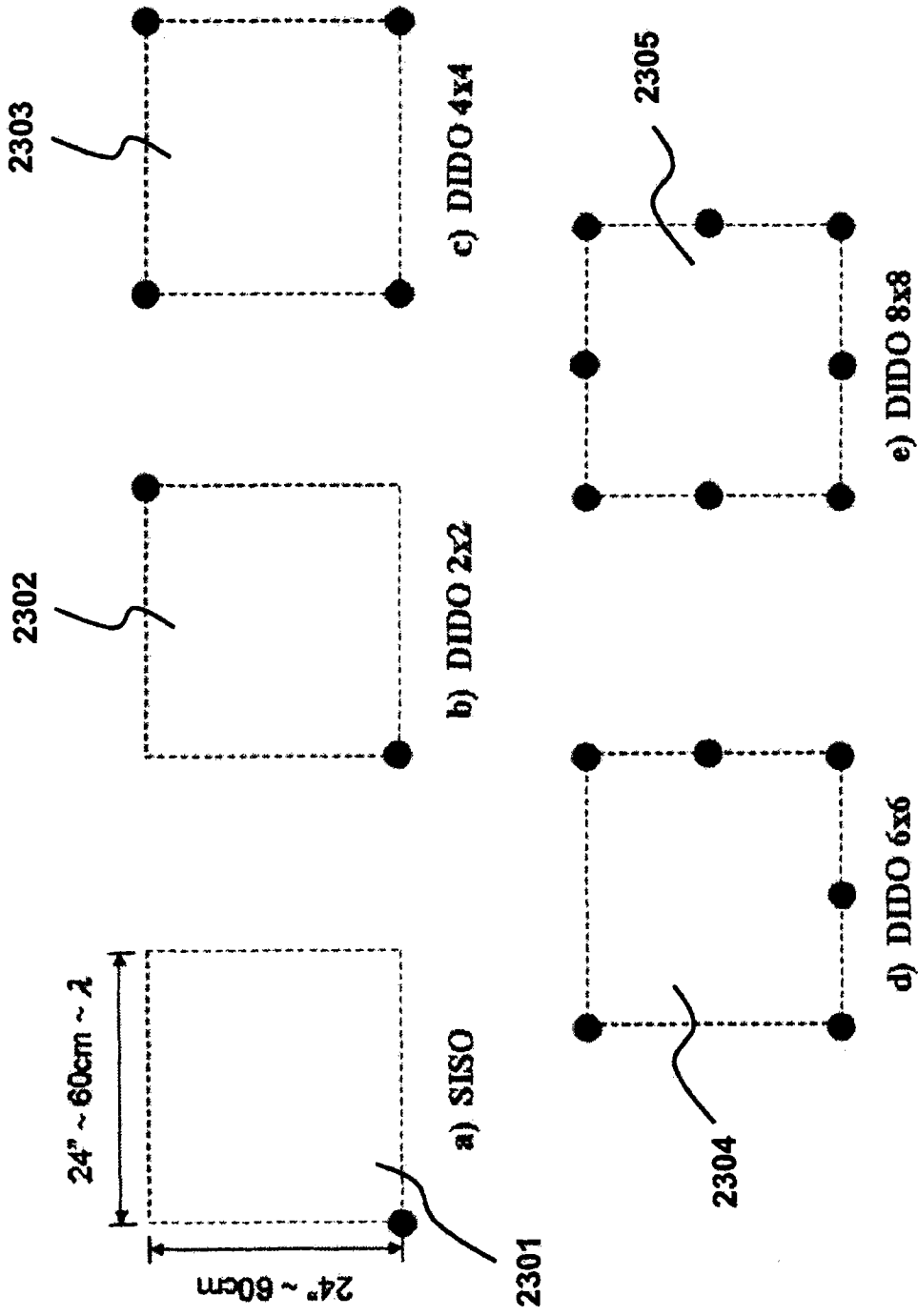


图 23

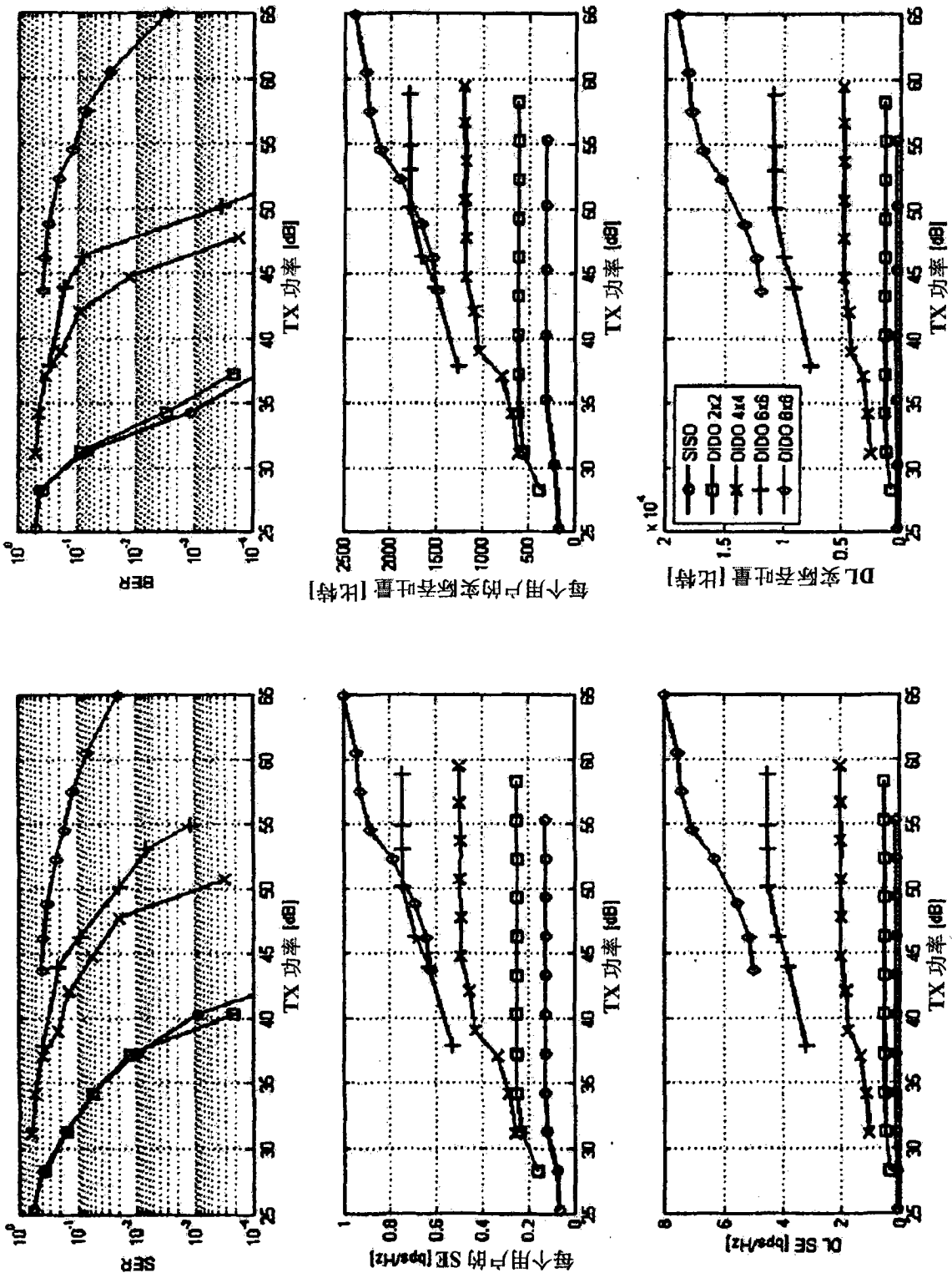


图 24

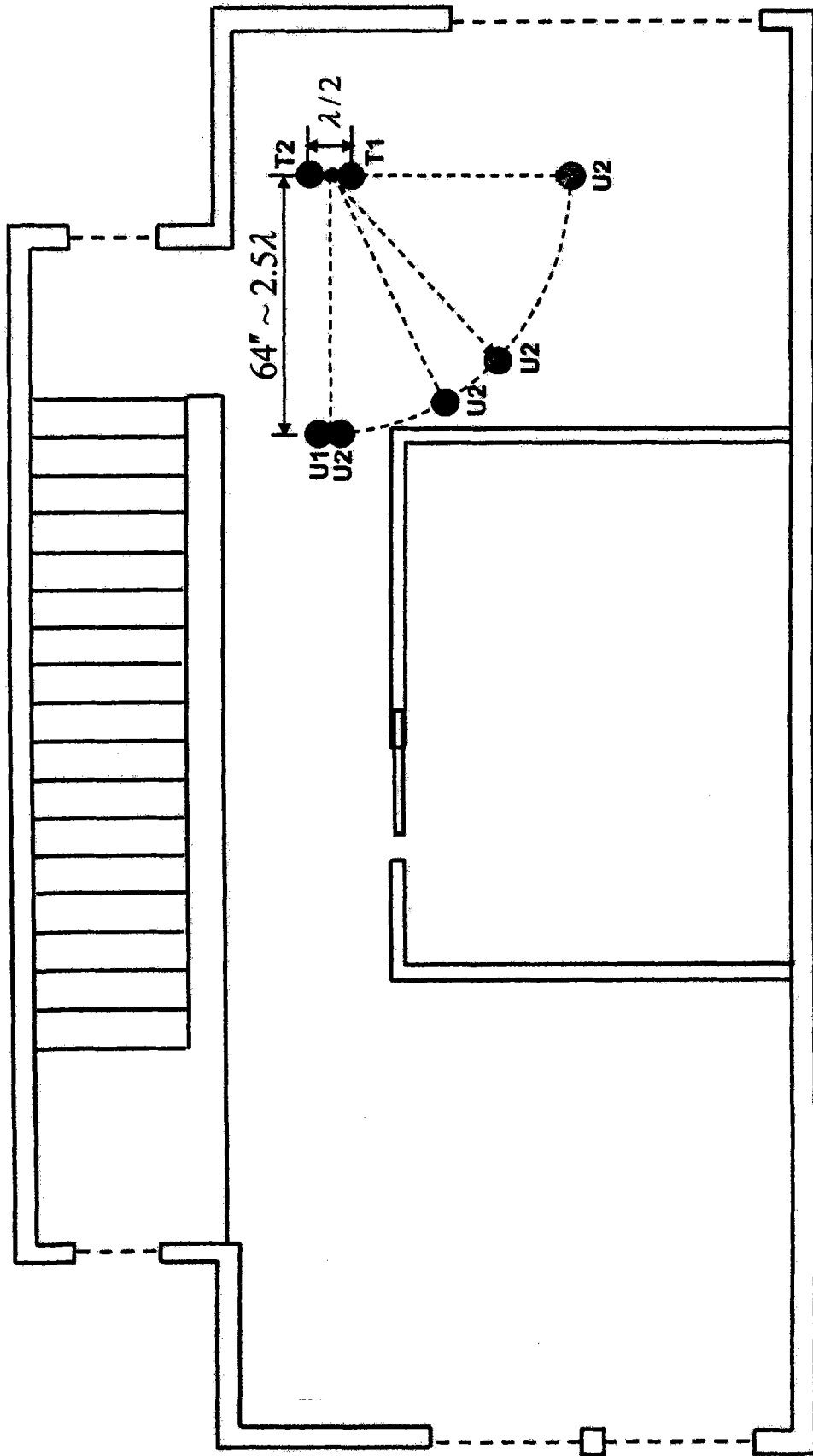


图 25

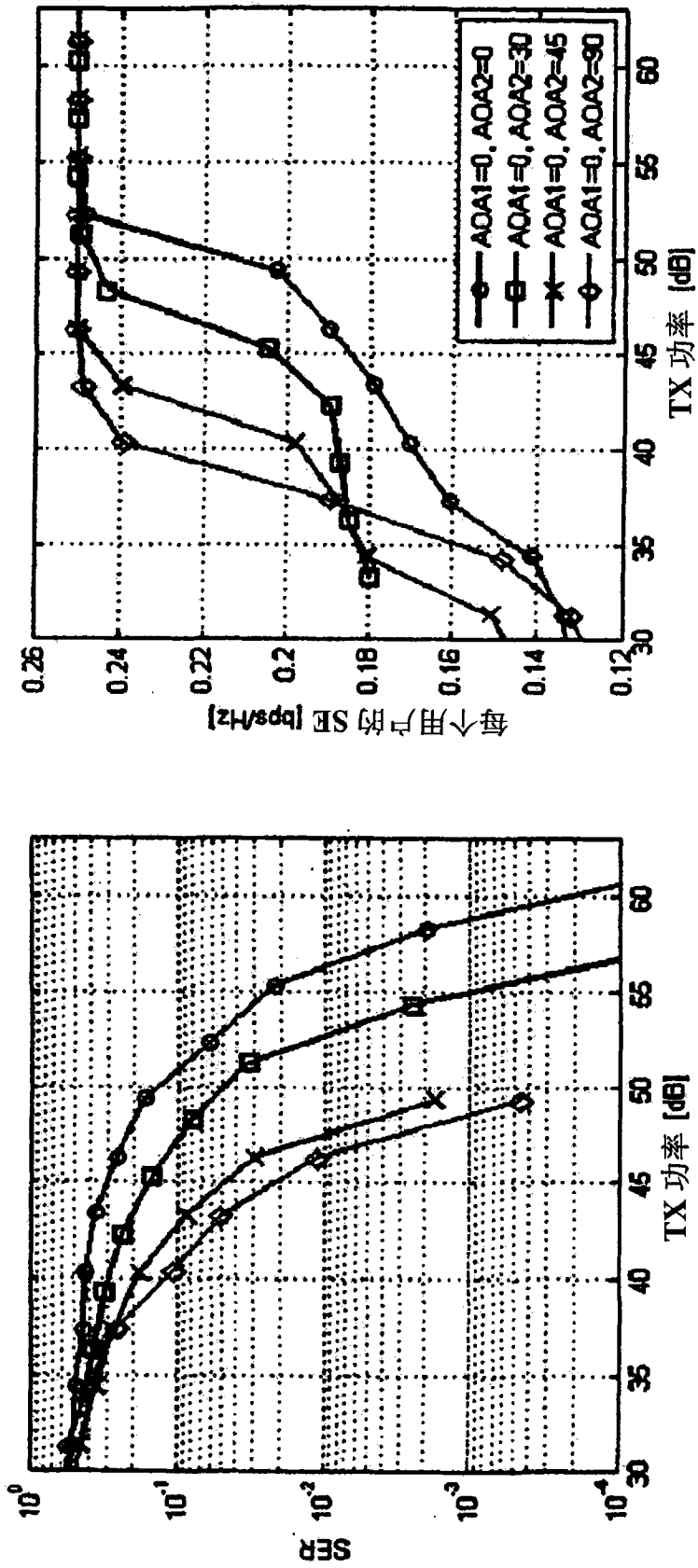


图 26

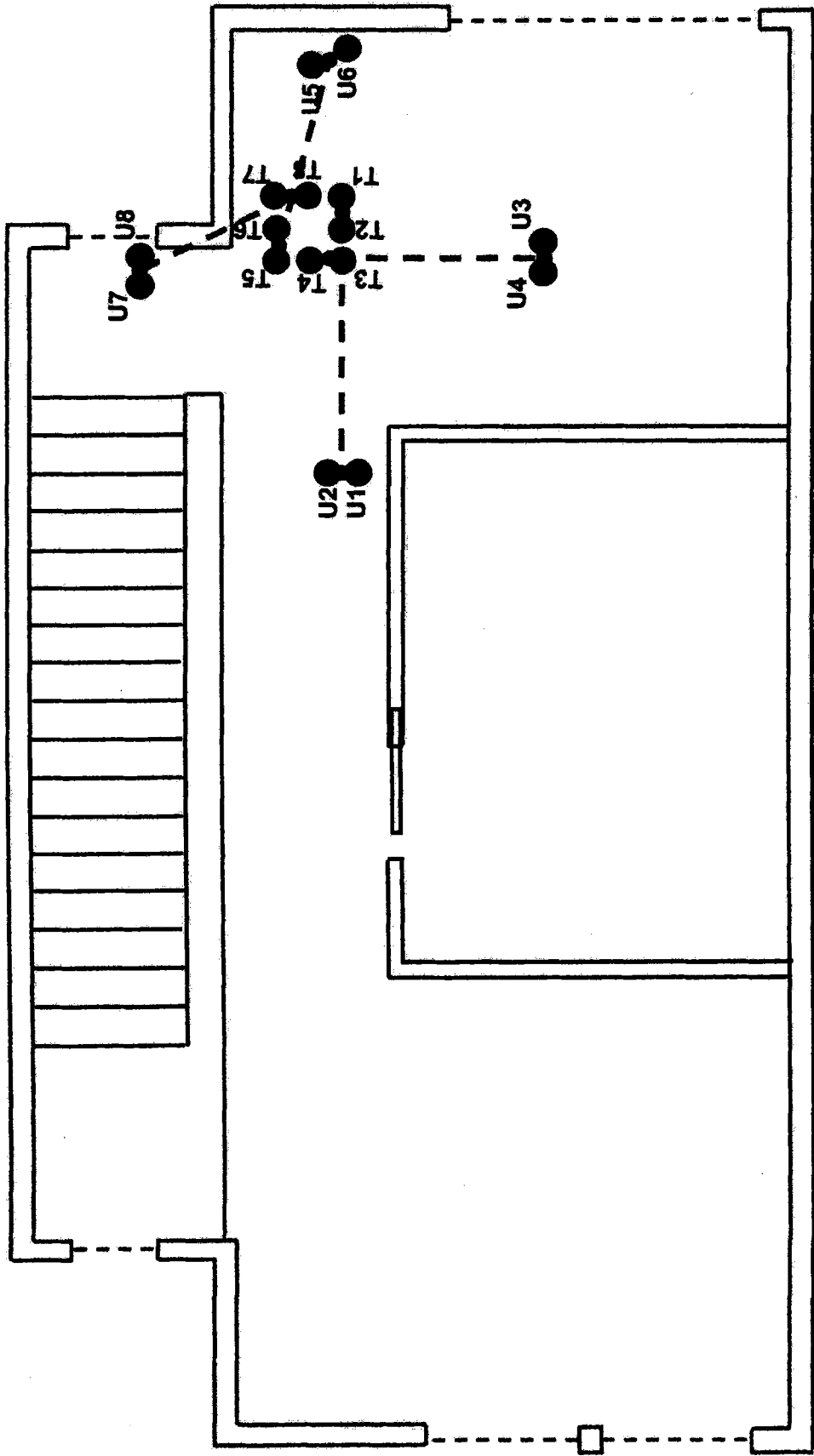


图 27

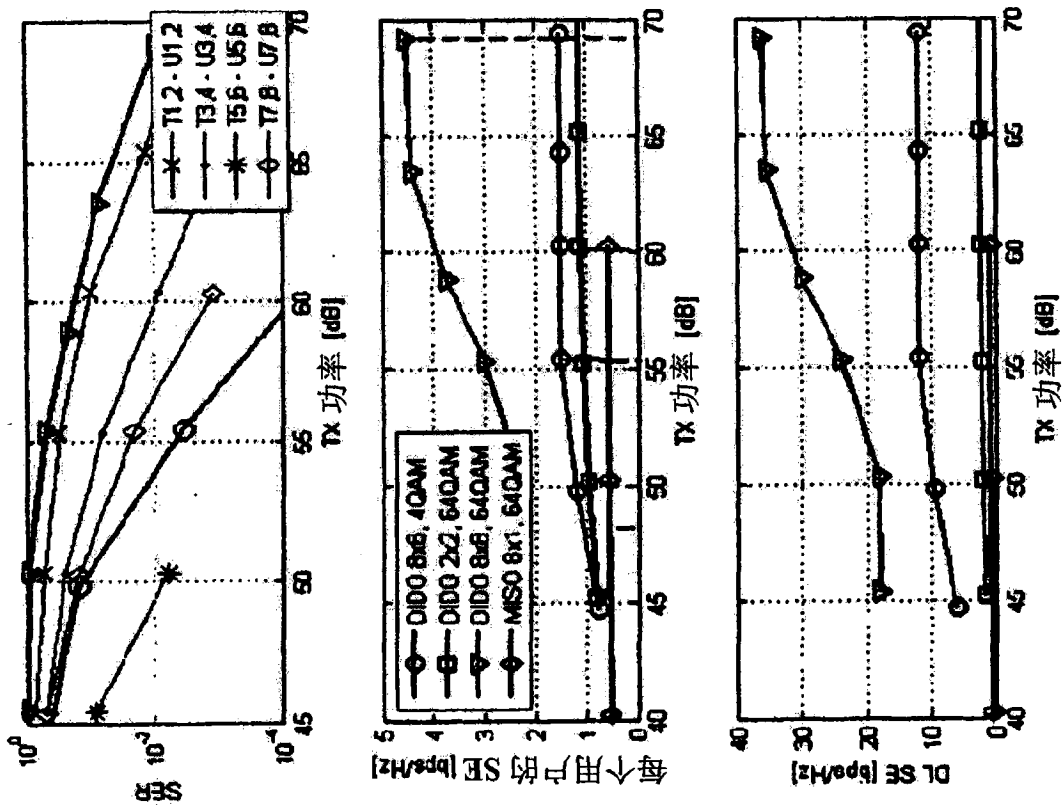
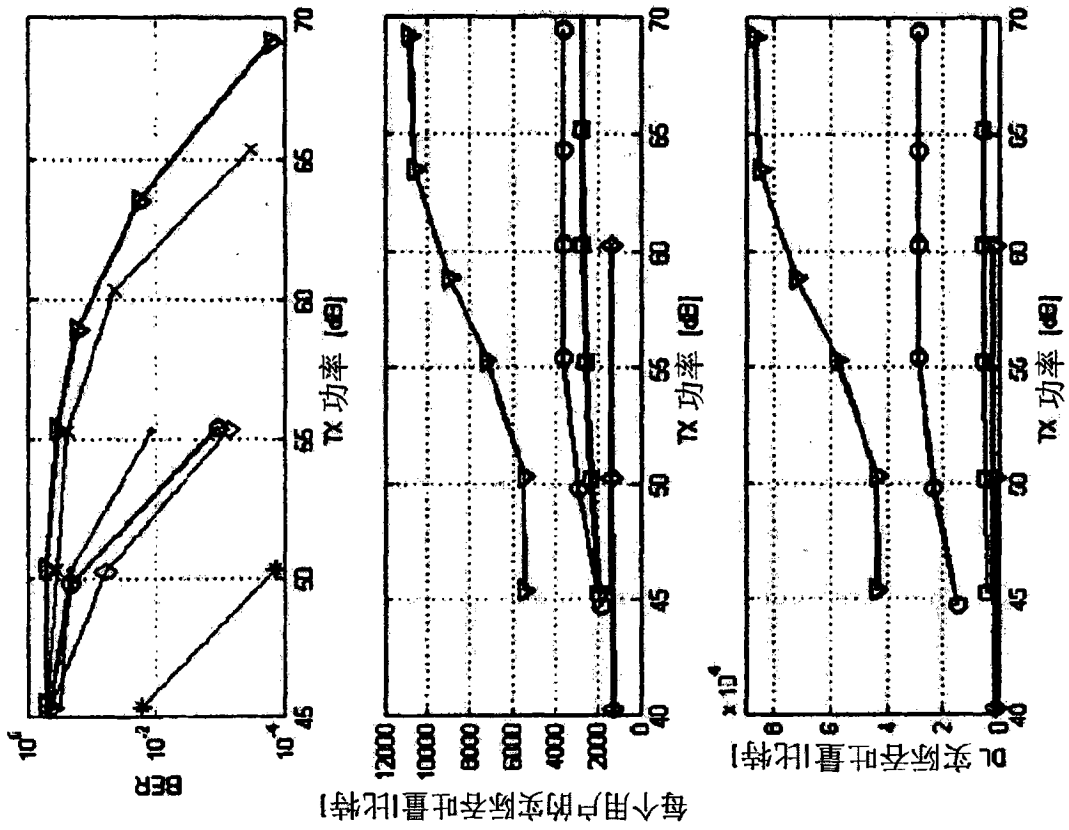


图 28

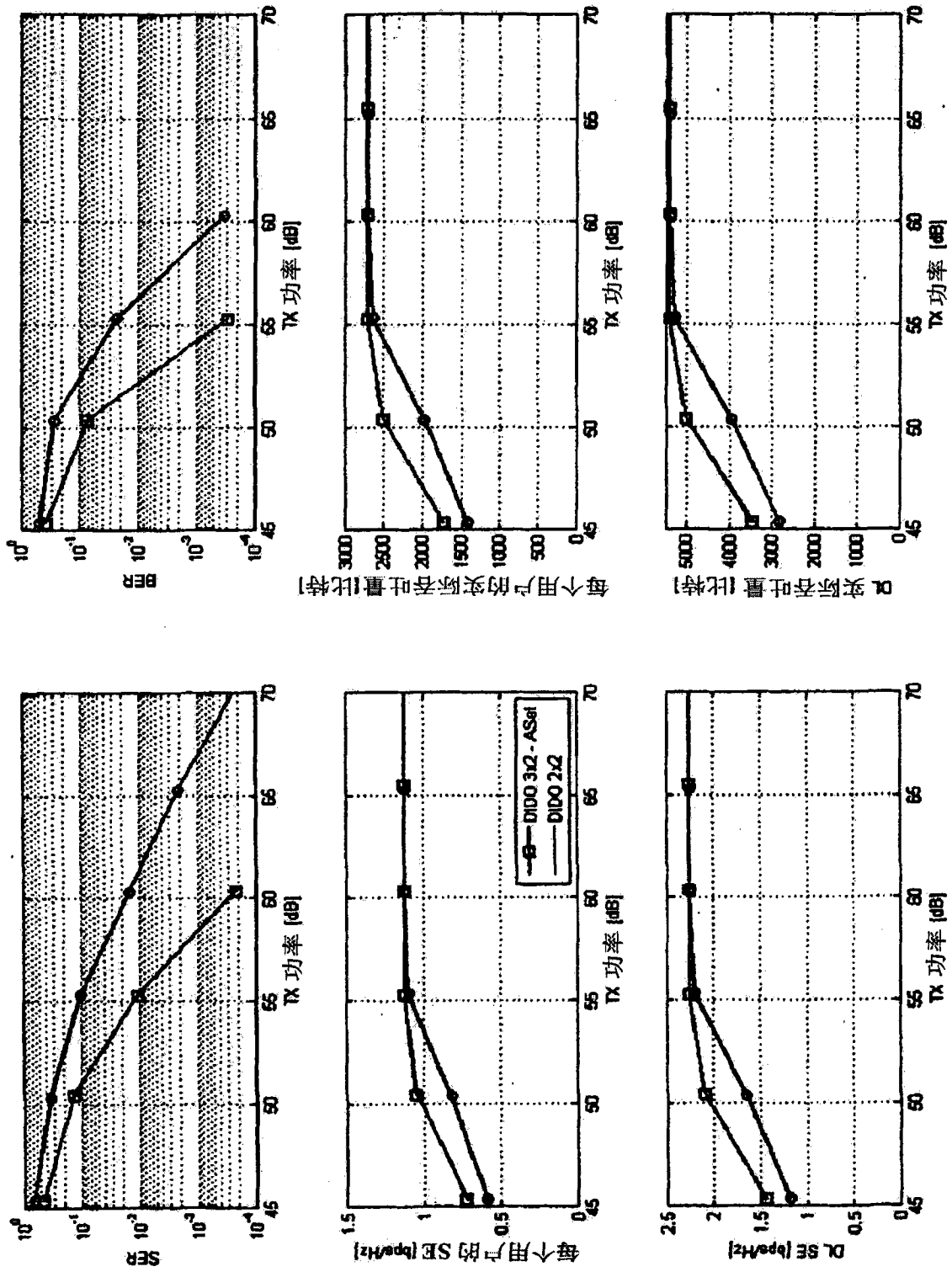


图 29

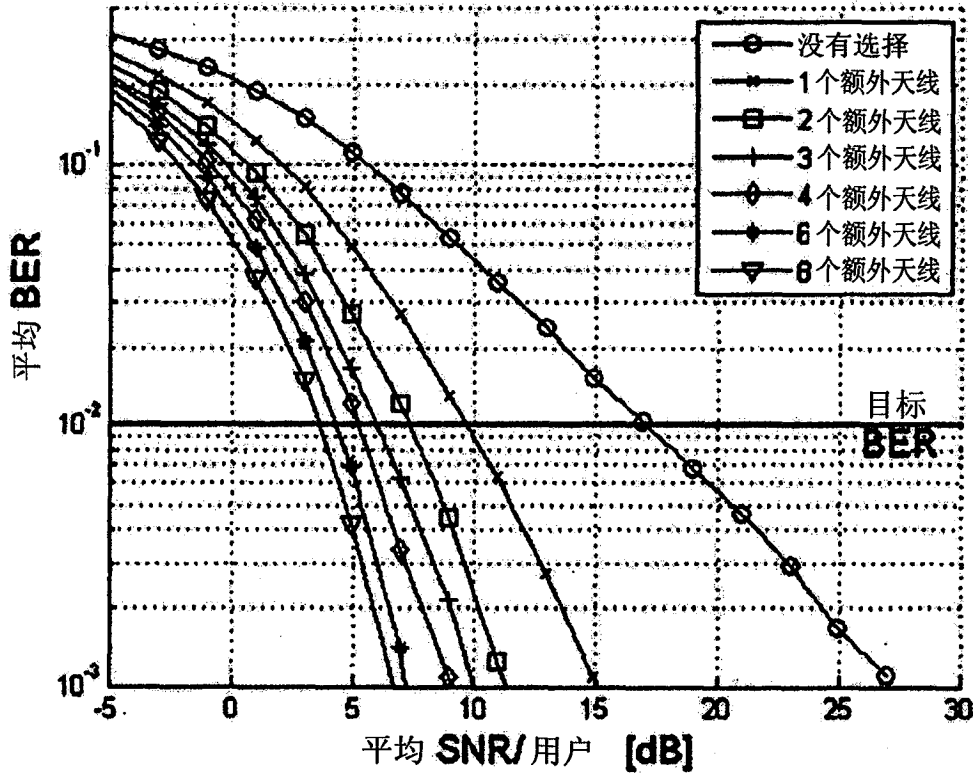


图 30

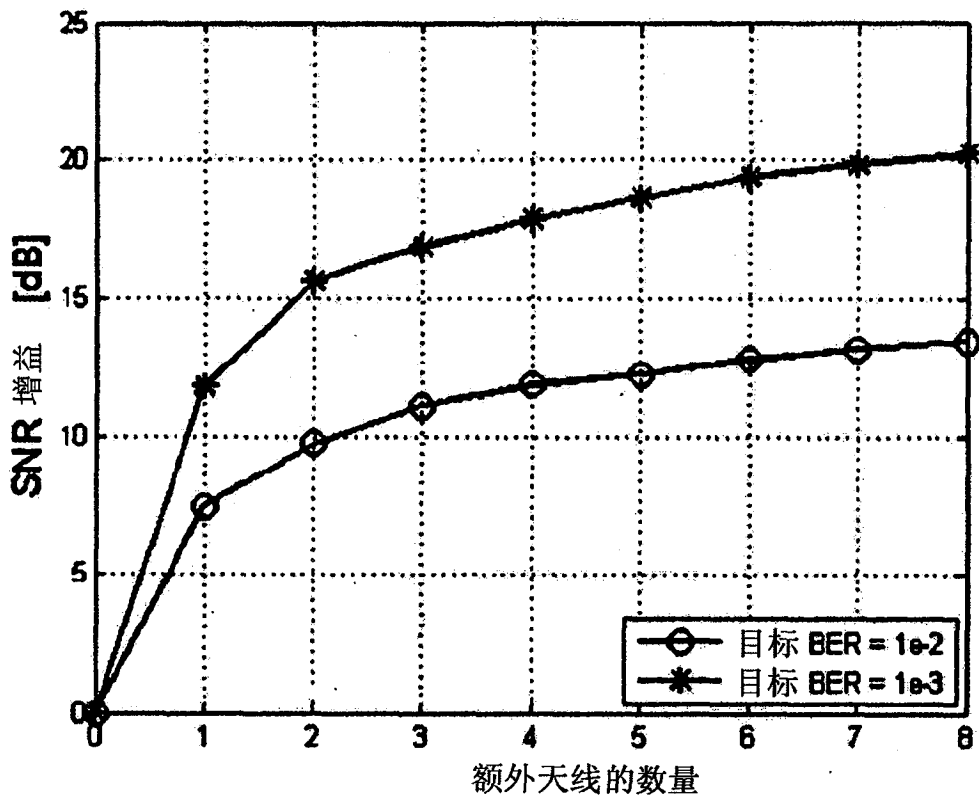


图 31

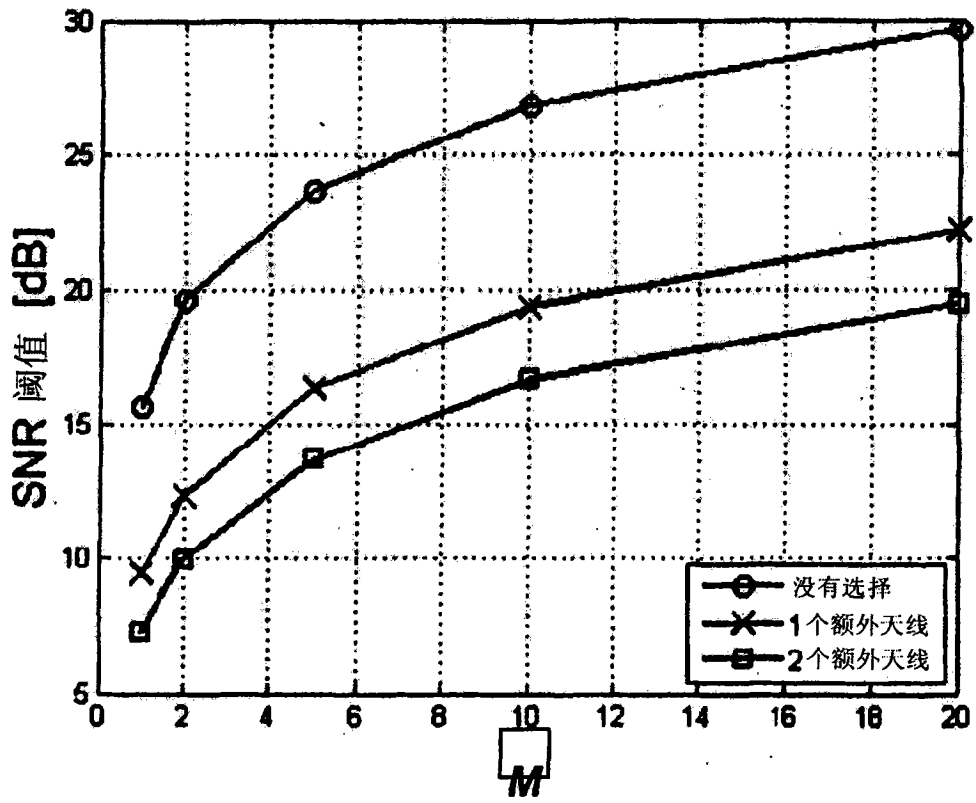


图 32

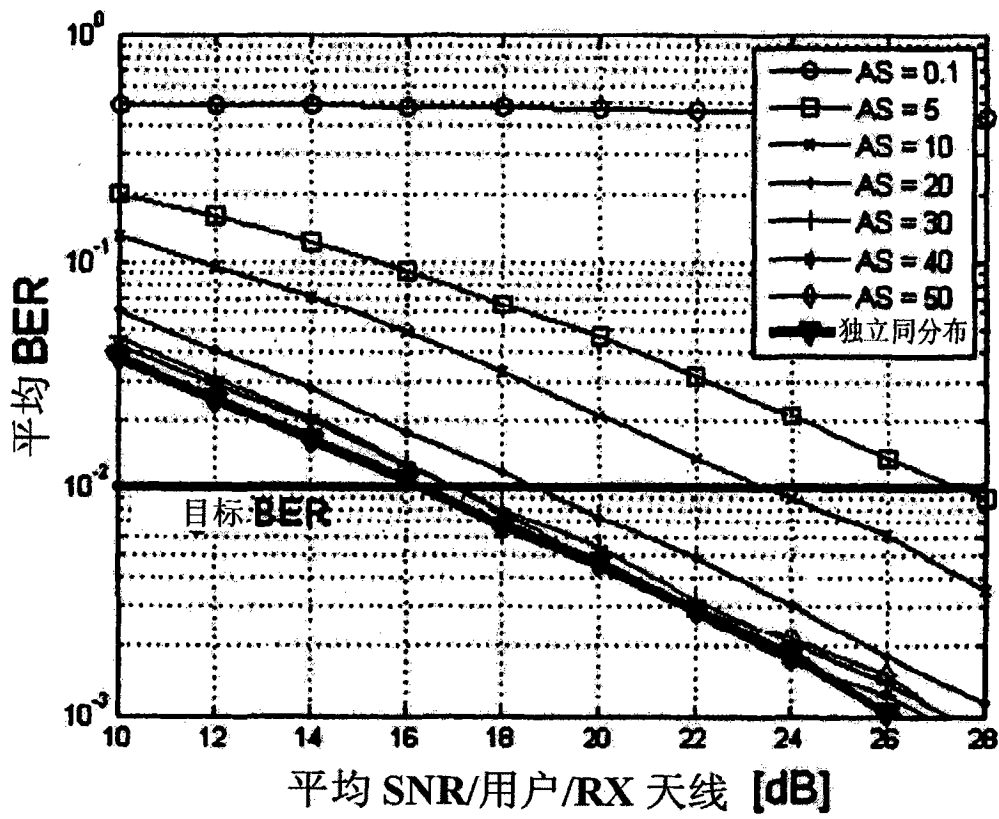


图 33

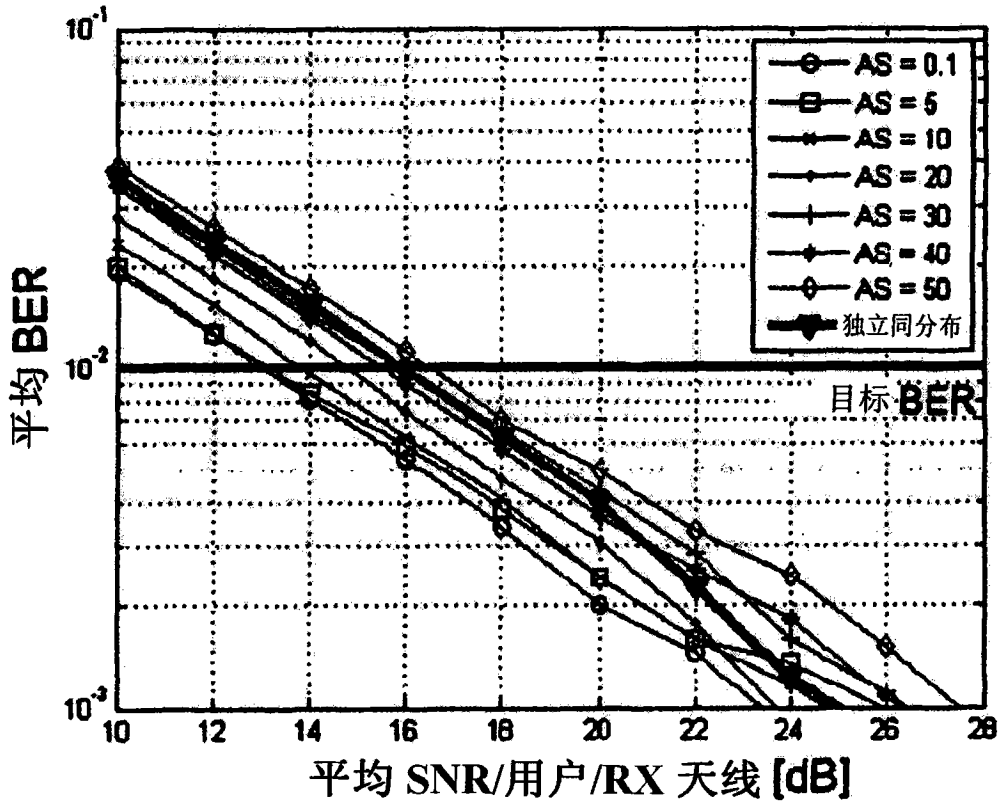


图 34

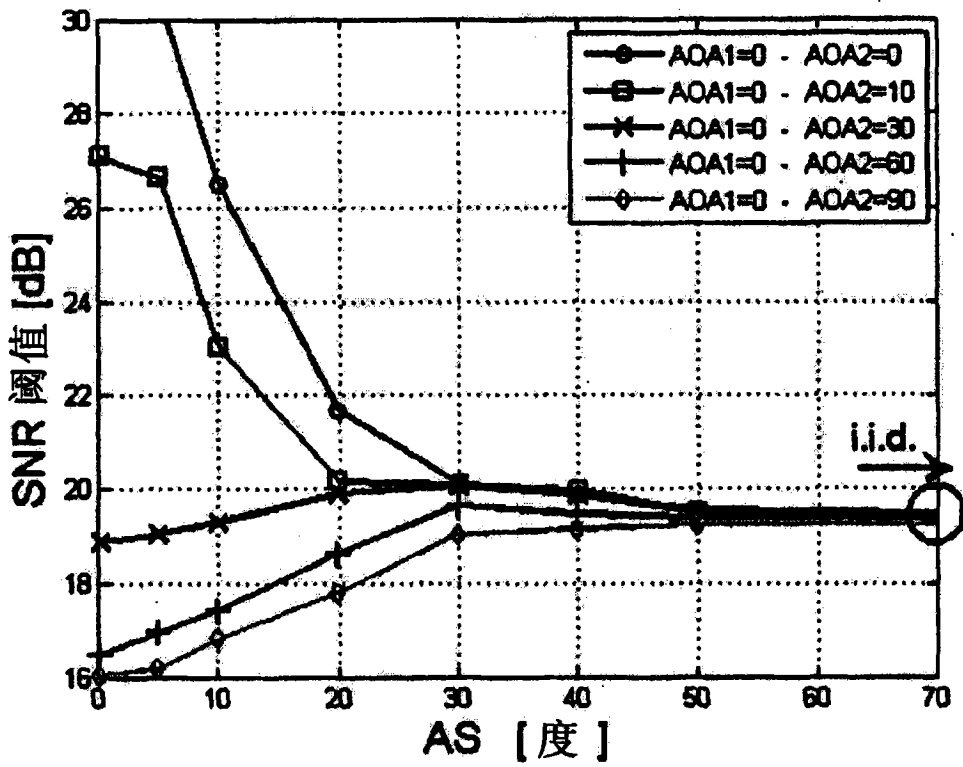


图 35

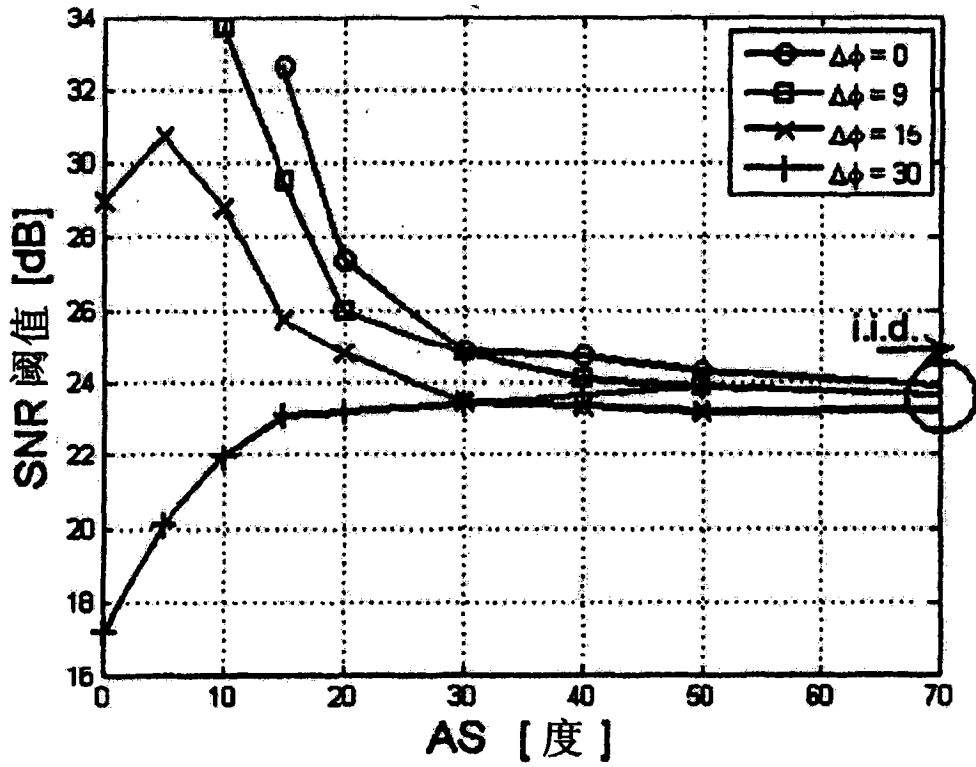


图 36

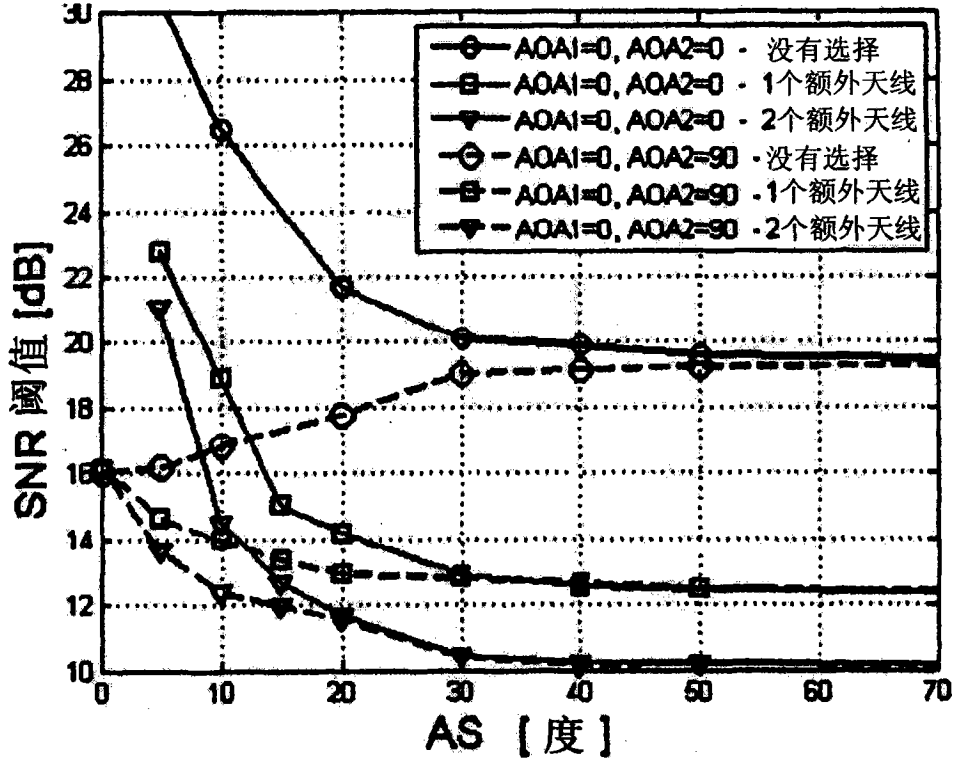


图 37

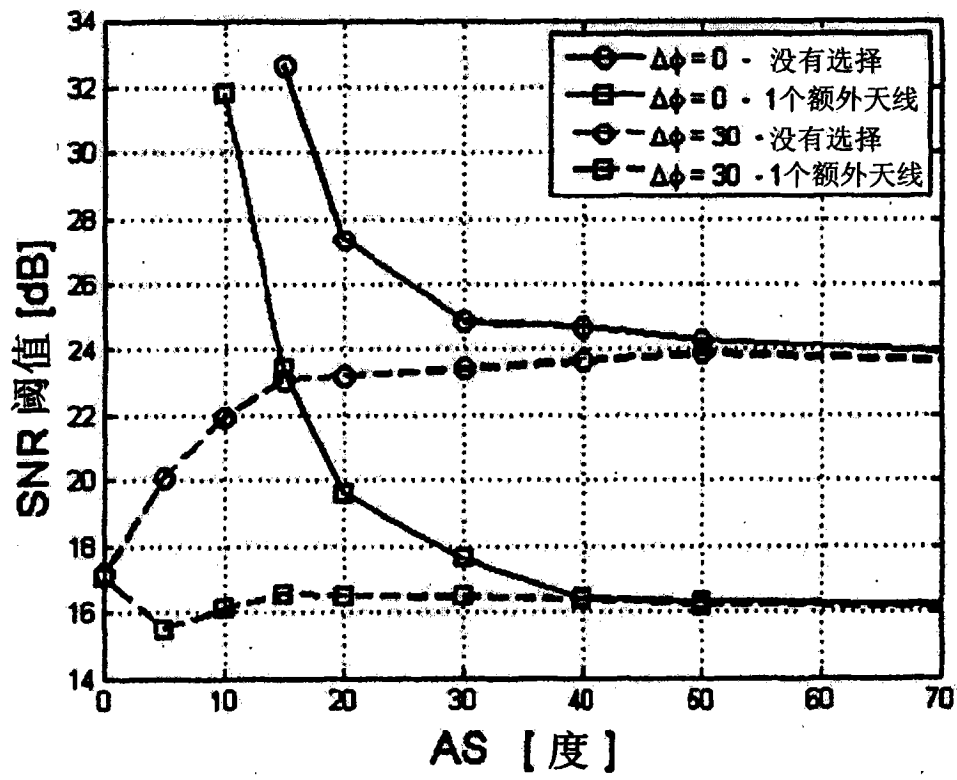


图 38

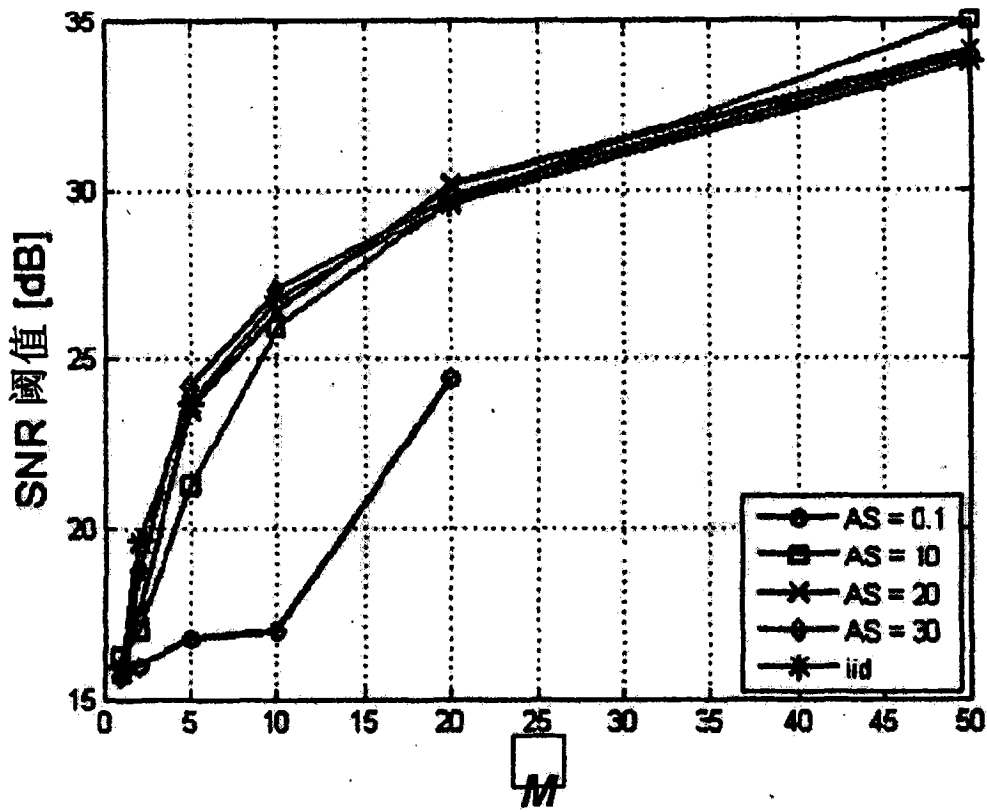


图 39

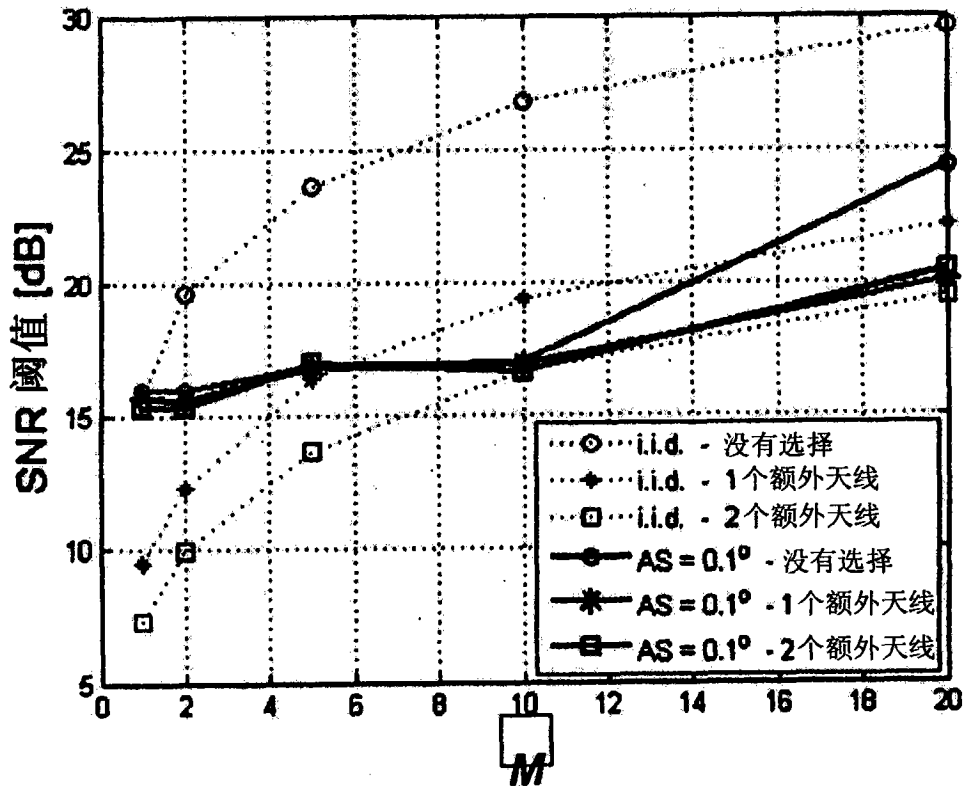


图 40

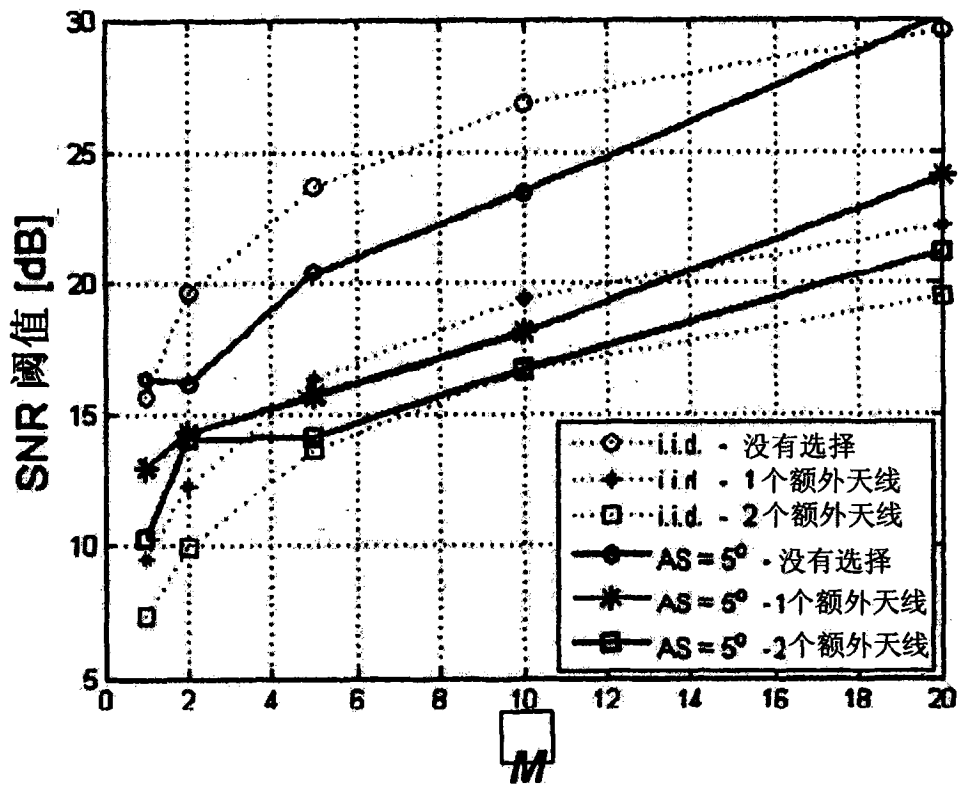


图 41

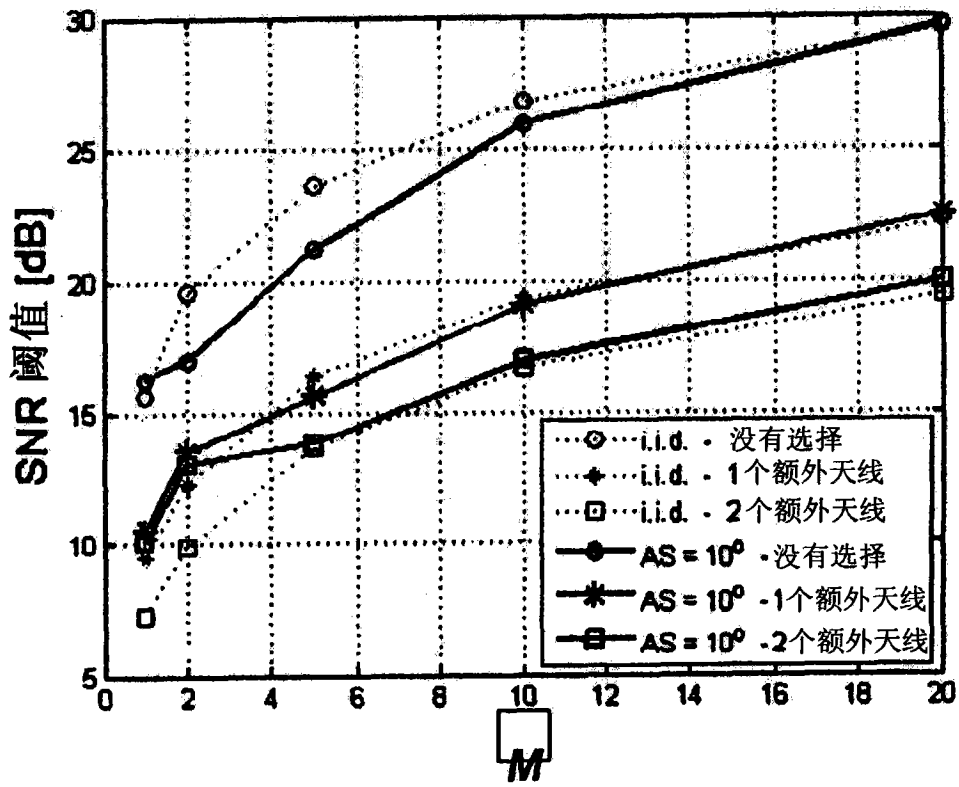


图 42

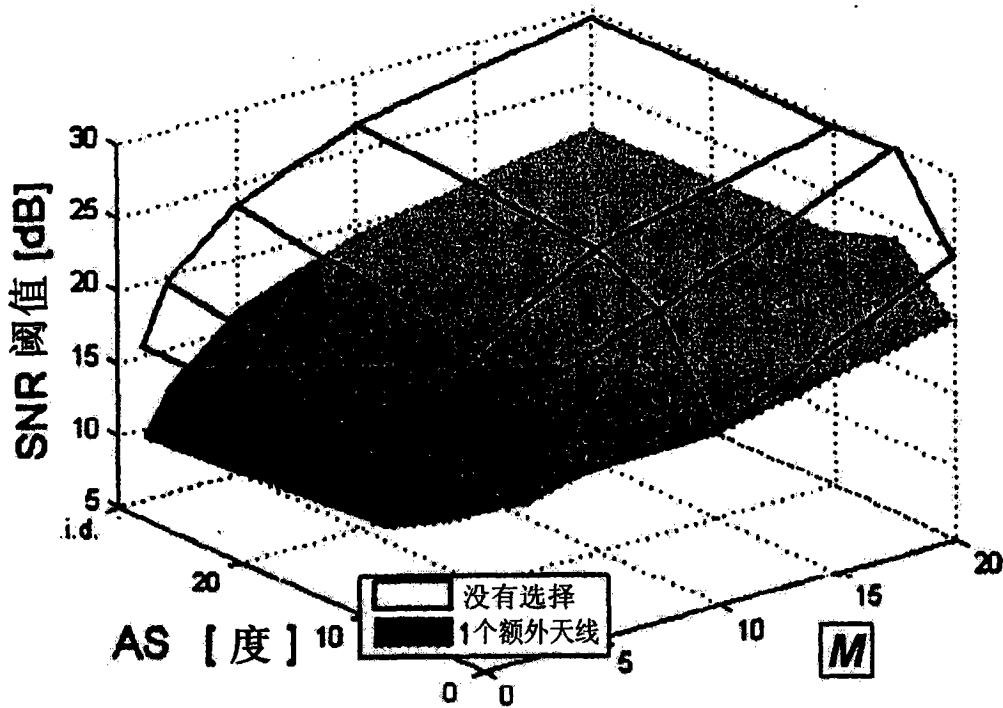


图 43

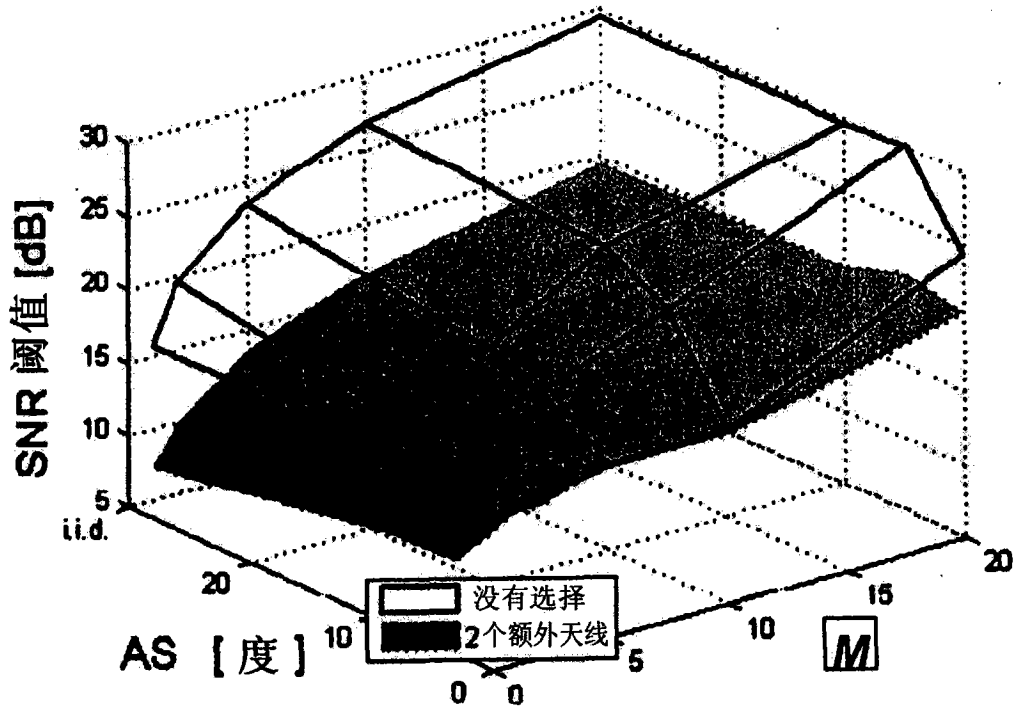


图 44

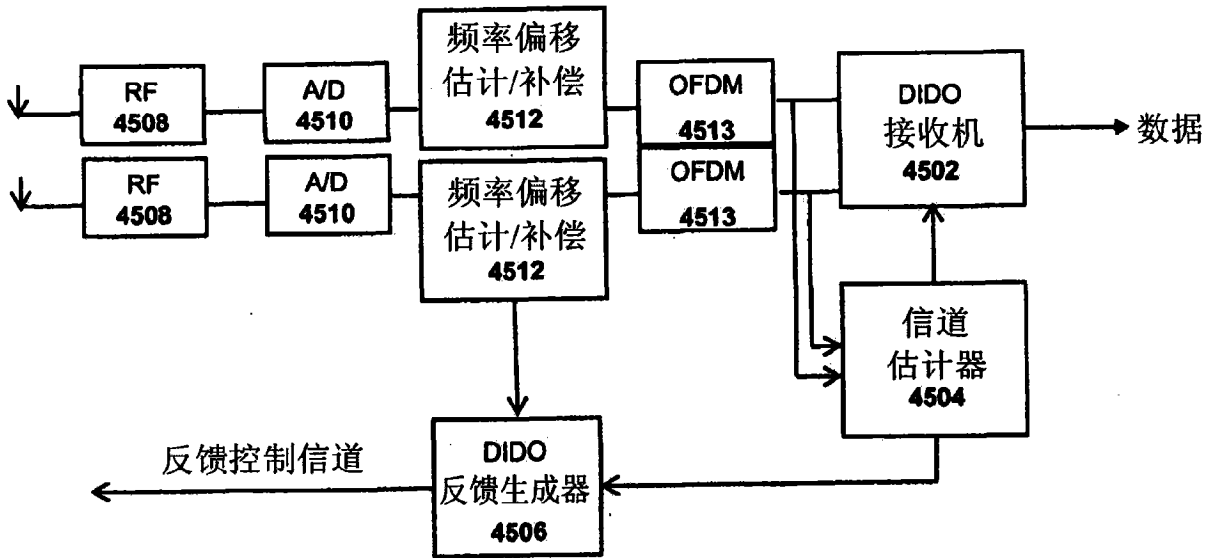


图 45

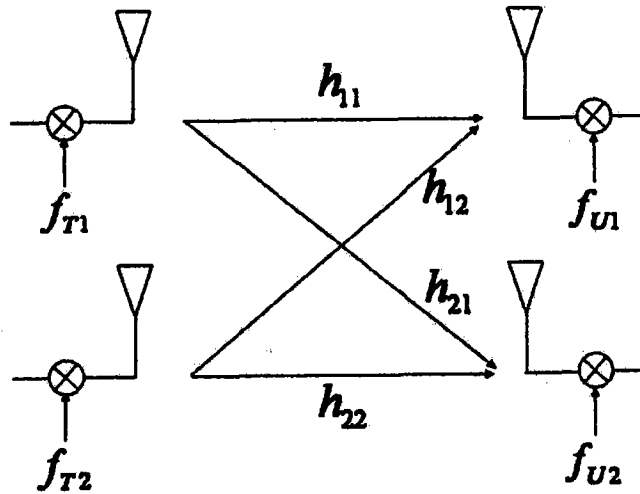


图 46

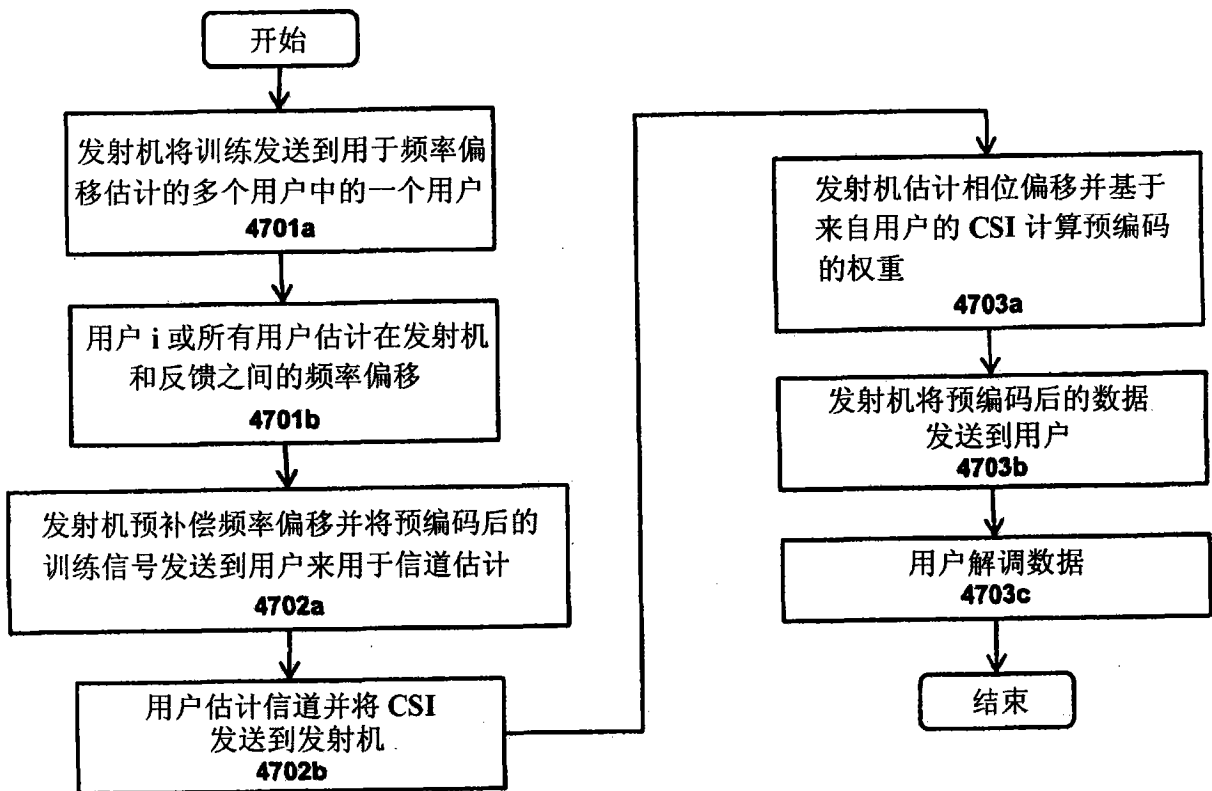


图 47

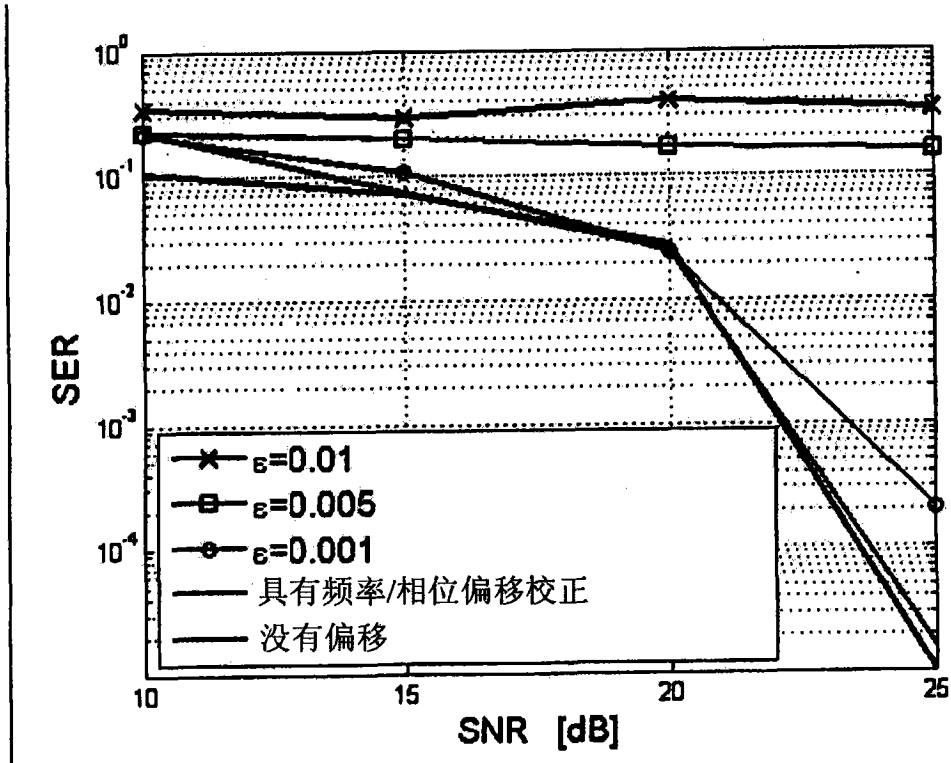


图 48

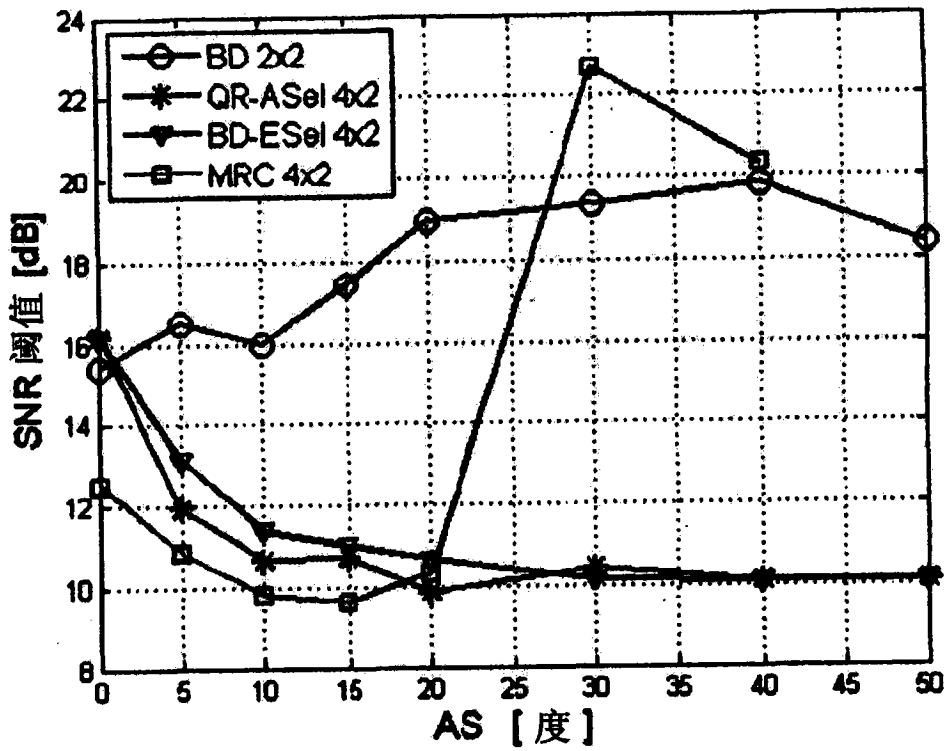


图 49

方法	符号的数量	运行时间 (1,000 次迭代)	最大校正偏移
旧的	14208	600s	?
新的 ($N_t/M_t = 1$)	288	60s	1500Hz
新的 ($N_t/M_t = 4$ 长度 N_t)	1056	600s	1500Hz

图 50

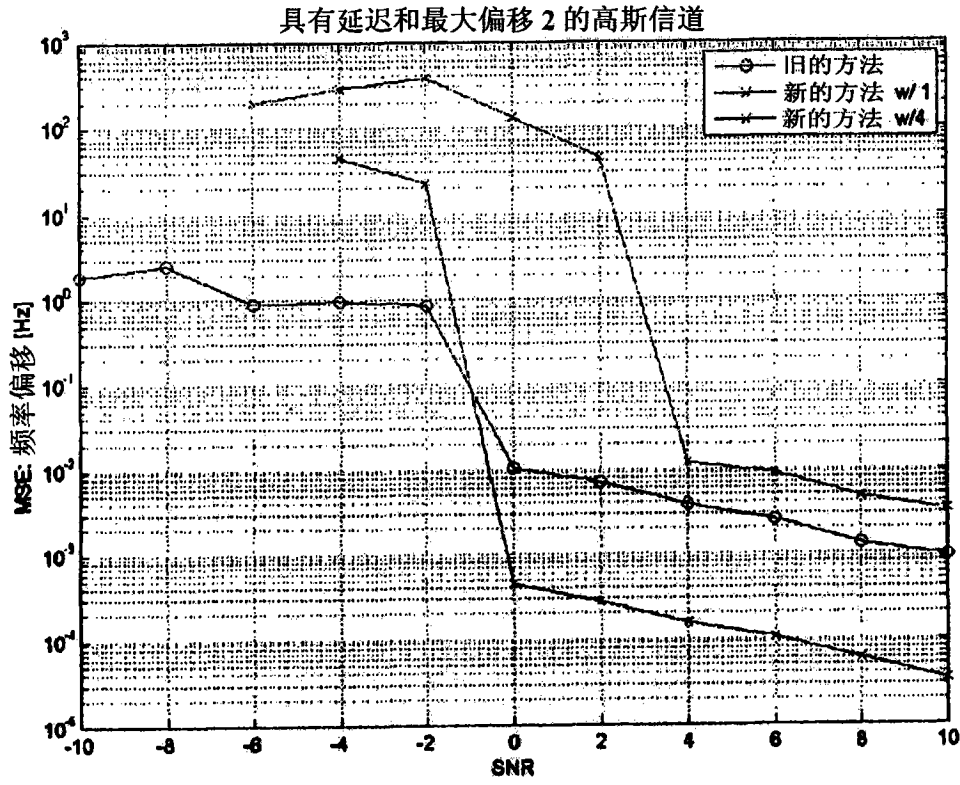


图 51

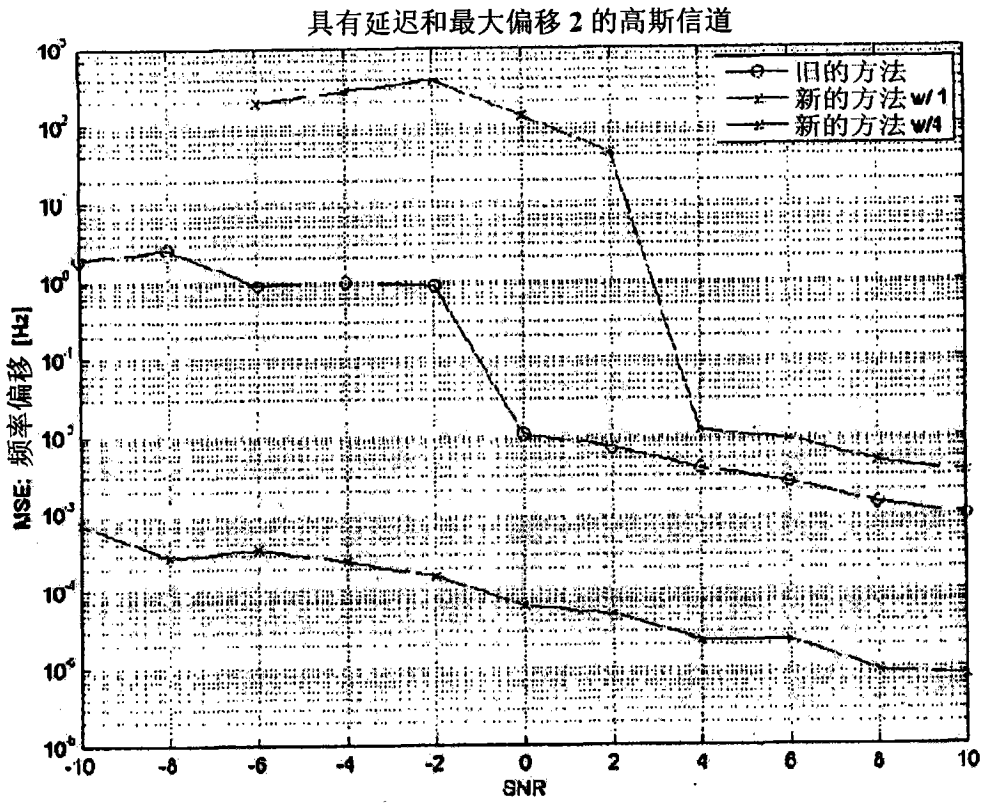


图 52