



## (12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104322025 B

(45)授权公告日 2019.01.04

(21)申请号 201380026522.2

(22)申请日 2013.05.17

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104322025 A

(43)申请公布日 2015.01.28

(30)优先权数据  
13/475,598 2012.05.18 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2014.11.18

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2013/041726 2013.05.17

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02013/173809 EN 2013.11.21

(73)专利权人 李尔登公司  
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 安东尼奥·福伦扎  
提摩西·A·皮特曼  
班雅维特·杰拉苏塔雅桑托恩

罗伯特·J·安德齐杰斯基  
斯蒂芬·G·珀尔曼

(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

代理人 章蕾

(51)Int.Cl.  
H04L 27/233(2006.01)  
H04L 7/00(2006.01)  
G06F 1/10(2006.01)

(56)对比文件

US 2011/003608 A1, 2011.01.06, 说明书第171-176、218-230、250-275、458-475、608-667、附图1-13、19-20、58-59、77、93。

CN 1516370 A, 2004.07.28, 全文。

CN 101238648 A, 2008.08.06, 全文。

US 7756222 B2, 2010.07.13, 全文。

US 2009/0318183 A1, 2009.12.24, 全文。

CN 101981826 A, 2011.02.23, 全文。

审查员 王田园

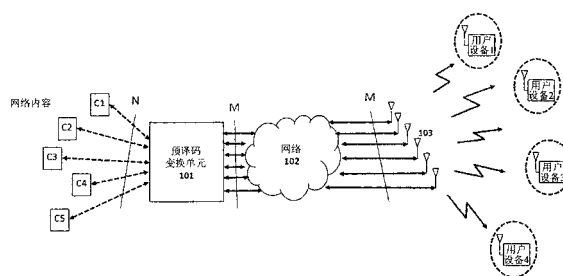
权利要求书3页 说明书17页 附图53页

### (54)发明名称

增强在分散式输入分散式输出的无线系统中的空间分集的系统及方法

### (57)摘要

本发明描述用于通过利用信道选择性指示符增强在具有多用户MU发射的多天线系统MAS (“MU-MAS”)中的信道空间分集的系统及方法。所述提议的方法为:i)天线选择;ii)用户选择;iii)发射功率平衡。展示了所有三种方法或那些方法的任一组合在实际传播情形中于DIDO系统中提供显著性能增益。



1. 一种在多用户 (MU) 多天线系统 (MAS) 中实施的方法, 其包括:  
经由网络将一个或多个集中式单元通信地耦合到多个分散式收发器台或多个天线, 所述网络包括有线链接、或无线链接、或有线和无线链接两者的组合;  
使用所述网络作为回程通信信道;  
使用发射天线选择、用户选择或功率平衡来增强所述多用户多天线系统中的信道空间分集;  
其中功率平衡包括调整一个或所述多个分散式收发器台相对于其他分散式收发器台的发射或接收增益; 以及  
将多个数据流同时从所述分散式收发器台发射到多个用户, 其中所述多个用户的子集从集在所述多个分散式收发器台中的一个分散式收发器台周围。
2. 根据权利要求1所述的方法, 其中将空间选择性指示符SSI、时间选择性指示符TSI及/或频率选择性指示符FSI用作所述信道分集的量度。
3. 根据权利要求2所述的方法, 其进一步包括定义不同发射天线子集及选择针对在所述无线链路上的发射最佳化所述SSI的子集。
4. 根据权利要求2所述的方法, 其中选择准则是基于从测量导出的SSI、TSI及/或FSI阈值。
5. 根据权利要求2所述的方法, 其中将每一客户端装置的有效信道矩阵的最小奇异值用作SSI。
6. 根据权利要求2所述的方法, 其中将来自所有客户端装置的复合信道矩阵的最小奇异值或条件数用作SSI。
7. 根据权利要求2所述的方法, 其中将来自一些或所有收发器台的复合信道增益的总和的绝对值用作TSI。
8. 根据权利要求2所述的方法, 其中将所述SSI用以测量并预测相干性的区域。
9. 根据权利要求2所述的方法, 其中将平均SSI用以基于变化的信道条件在固定发射天线配置与发射天线选择方法之间进行适应性地选择。
10. 根据权利要求2所述的方法, 其中将所述SSI的时间相关用以在减少所述方法的计算复杂度的同时选择最佳天线子集。
11. 根据权利要求3所述的方法, 其中一旦发现满足所述SSI阈值的第一子集便暂停搜索所述最佳天线子集, 借此减少计算复杂度。
12. 根据权利要求10所述的方法, 其中作为减少所述方法的所述计算复杂度的方式, 基于某一性能准则仅选择有限数目的天线子集。
13. 根据权利要求1所述的方法, 其中功率压倒其它基地收发器台BTS的BTS减少其发射功率以平衡从所有BTS到客户端的功率。
14. 根据权利要求1所述的方法, 其中功率压倒其它基地收发器台BTS的BTS保持其功率电平不改变, 所述其它BTS增加其发射功率以平衡从所有BTS到客户端的所述功率。
15. 根据权利要求1所述的方法, 其中将协方差矩阵的最大自相关系数用作发射功率不平衡的指示。
16. 根据权利要求15所述的方法, 其中自相关的阈值经定义以在功率平衡方法与功率不平衡方法之间进行选择, 且那些阈值是基于某一性能准则而获得。

17. 根据权利要求16所述的方法, 其中所述选择是基于滞后回路, 且针对所述滞后定义自相关的多个阈值。

18. 一种多用户 (MU) 多天线系统 (MAS), 其包括:

一个或多个集中式单元, 其经由网络通信地耦合到多个分散式收发器台或多个天线;

所述网络包括有线链接、或无线链接、或有线和无线链接两者的组合, 且被使用作为回程通信信道;

所述多用户多天线系统使用发射天线选择、用户选择及/或功率平衡用以增强信道空间分集;

其中功率平衡包括调整一个或所述多个分散式收发器台相对于其他分散式收发器台的发射或接收增益; 以及

将多个数据流同时从所述分散式收发器台发射到多个用户, 其中所述多个用户的子集丛集在所述多个分散式收发器台中的一个分散式收发器台周围。

19. 根据权利要求18所述的系统, 其中将空间选择性指示符SSI、时间选择性指示符TSI及/或频率选择性指示符FSI用作所述信道分集的量度。

20. 根据权利要求19所述的系统, 其进一步包括定义不同发射天线子集及选择针对在所述无线链路上的发射最佳化所述SSI的子集。

21. 根据权利要求19所述的系统, 其中选择准则是基于从测量导出的SSI、TSI及/或FSI阈值。

22. 根据权利要求19所述的系统, 其中将每一客户端装置的有效信道矩阵的最小奇异值用作SSI。

23. 根据权利要求19所述的系统, 其中将来自所有客户端装置的复合信道矩阵的最小奇异值或条件数用作SSI。

24. 根据权利要求19所述的系统, 其中将来自一些或所有收发器台的复合信道增益的总和的绝对值用作TSI。

25. 根据权利要求19所述的系统, 其中将所述SSI用以测量并预测相干性的区域。

26. 根据权利要求19所述的系统, 其中将平均SSI用以基于变化的信道条件在固定发射天线配置与发射天线选择系统之间进行适应性地选择。

27. 根据权利要求19所述的系统, 其中将所述SSI的时间相关用以在减少所述系统的计算复杂度的同时选择最佳天线子集。

28. 根据权利要求20所述的系统, 其中一旦发现满足所述SSI阈值的第一子集便暂停搜索所述最佳天线子集, 借此减少计算复杂度。

29. 根据权利要求27所述的系统, 其中作为减少所述系统的所述计算复杂度的方式, 基于某一性能准则仅选择有限数目的天线子集。

30. 根据权利要求18所述的系统, 其中功率压倒其它基地收发器台BTS的BTS减少其发射功率以平衡从所有BTS到客户端的功率。

31. 根据权利要求18所述的系统, 其中功率压倒其它基地收发器台BTS的BTS保持其功率电平不改变, 所述其它BTS增加其发射功率以平衡从所有BTS到客户端的所述功率。

32. 根据权利要求18所述的系统, 其中将协方差矩阵的最大自相关系数用作发射功率不平衡的指示。

33. 根据权利要求32所述的系统, 其中定义自相关的阈值以在功率平衡系统与功率不平衡系统之间进行选择, 且那些阈值是基于某一性能准则而获得。

34. 根据权利要求33所述的系统, 其中所述选择是基于滞后回路, 且针对所述滞后定义自相关的多个阈值。



## 增强在分散式输入分散式输出的无线系统中的空间分集的系统及方法

[0001] 相关申请案

[0002] 本申请案是以下同在申请中的美国专利申请案及已颁予专利的部分接续案：

[0003] 名为“补偿分散式输入分散式输出系统中的多普勒效应的系统及方法 (System and Methods to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems)”的第13/464,648号美国申请案；名为“协调分散式无线系统中经由用户丛集的发射的系统及方法 (Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering)”的第12/917,257号美国申请案；名为“分散式输入分散式输出 (DIDO) 通信系统中的干扰管理、切换、功率控制及链路调适 (Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems)”的第12/802,988号美国申请案；2010年5月1日颁予的名为“用于基于信号强度测量调整DIDO干扰消除的系统及方法 (System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements)”的第8,170,081号美国专利；名为“用于管理横越多个DIDO丛集的客户端的丛集间切换的系统及方法 (System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters)”的第12/802,974号美国申请案；名为“用于基于客户端的检测到的速度来管理不同分散式输入分散式输出 (DIDO) 网络之间的客户端的切换的系统及方法 (System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client)”的第12/802,989号美国申请案；名为“用于分散式输入分散式输出 (DIDO) 网络中的功率控制及天线分组的系统及方法 (System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network)”的第12/802,958号美国申请案；名为“用于DIDO多载波系统中的链路调适的系统及方法 (System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems)”的第12/802,975号美国申请案；名为“用于多载波系统中的DIDO预译码插入的系统及方法 (System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems)”的第12/802,938号美国申请案；名为“用于分散式天线无线通信的系统及方法 (System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications)”的第12/630,627号美国申请案；2009年10月6日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法 (System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,599,420号美国专利；2009年12月15日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法 (System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,633,994号美国专利；2009年12月22日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法 (System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第

7,636,381号美国专利;2012年4月17日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications)”的第8,160,121号美国专利;名为“用于空间多路复用对流层散射通信的系统及方法(System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications)”的第11/256,478号美国申请案,其现在为2010年5月4日颁予的第7,711,030号美国已颁予专利;2008年8月26日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,418,053号美国专利;名为“用于使用空间时间译码来增强近似垂直入射天波(“NVIS”)通信的系统及方法(System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave(“NVIS”)Communication Using Space-Time Coding)”的第10/817,731号美国申请案,其现在为2011年2月8日颁予的美国已颁予专利7,885,354。

### 背景技术

[0004] 现有技术多用户无线系统增加无线网络的复杂度并对无线网络引入限制,其导致给定用户的体验(例如,可用带宽、时延、可预测性、可靠性)受区域中的其它用户对频谱的利用影响的情形。考虑到对于由多个用户共享的无线频谱内的聚集带宽的渐增的需求,及用于给定用户的可依赖于多用户无线网络可靠性、可预测性及低时延的应用的不断增长,显然现有技术多用户无线技术遭受许多限制。实际上,由于适用于特定类型的无线通信的频谱(例如,在可有效穿透建筑物墙壁的波长下)的有限可用性,现有技术无线技术将不足以满足对于可靠、可预测及低时延的带宽的渐增的需求。

### 附图说明

[0005] 专利或申请案文件含有以彩色绘制的至少一个图式。在请求及支付必要费用后,美国专利及商标局将提供本专利或专利公开案的具有彩色图式的复本。

[0006] 可结合图式从以下详细描述获得对本发明的较好理解,其中:

[0007] 图1说明由预译码变换单元组成的多用户(MU)多天线系统(MAS)或MU-MAS的一个实施例。

[0008] 图2说明基地收发器台(BTS)直接连接到集中式处理器(CP)的一个实施例。

[0009] 图3说明收发器台经由基站网络连接基地收发器台(BTS)的实施例。

[0010] 图4说明收发器台经由网络连接基地收发器台(BTS)的另一实施例。

[0011] 图5说明具有三个模型的DIDO  $6 \times 6$ 系统的模拟发射协方差矩阵。

[0012] 图6说明三个信道模型的分集量度的累积密度函数(CDF)以及作为信噪比(SNR)的函数的符号错误率(SER)性能。

[0013] 图7说明基地收发器台的示范性分布。

[0014] 图8说明作为空间协方差矩阵的最大自相关系数及交叉相关系数的函数的空间选择性指示符(SSI)。

[0015] 图9说明三个信道模型的示范性SSI结果。

[0016] 图10说明在上述三种情形中的SSI的累积密度函数(CDF)的比较。

- [0017] 图11说明对于一个测量集的DIDO  $2 \times 2$ 系统中的客户端装置的SNDR。
- [0018] 图12说明含有SNDR、TSI及SSI的组合曲线。
- [0019] 图13说明RX2从具有高功率不平衡的位置移动到具有低功率不平衡的另一位置的第二信道情形的结果。
- [0020] 图14说明即使RX1 (固定客户端) 的性能仍随SSI增加而改进。
- [0021] 图15说明SNDR对平均SSI (a) 及SNDR对SSI的标准偏差 (b)。
- [0022] 图16说明SNDR如何随着TSI的标准偏差归因于由客户端的移动性及多普勒效应引起的随时间的强衰落增加而减少。
- [0023] 图17a说明绘制为最小自相关系数及最大交叉相关系数的函数的在方程式 (7) 中定义的CN, 其中每一点为100毫秒数据的结果。
- [0024] 图17b说明定义为CN的SSI的CDF。
- [0025] 图18说明图17a的三维版本。
- [0026] 图19说明作为平均CN的函数的平均SNDR。
- [0027] 图20说明在假定相同每天线发射功率的情况下在i.i.d. 信道中的不同阶DIDO系统的性能。
- [0028] 图21说明在i.i.d. 信道中的DIDO  $4 \times 4$ 的模拟性能。
- [0029] 图22说明作为 (9) 中的分集量度的增益的函数的SNR的增益。
- [0030] 图23说明SNDR、SSI (指示为 $\lambda_{\min}$ ) 及TSI (为来自经指示为TX1, ..., M的每一发射器的复合信道增益的绝对值) 的迹线。
- [0031] 图24说明在与图23相同的路线上但使用两个额外天线获得的结果。
- [0032] 图25到图28展示DIDO  $4 \times 2$ 、 $6 \times 4$ 、 $8 \times 6$ 及 $10 \times 8$ 系统的模拟SER性能及SSI的CDF。
- [0033] 图29说明平均SNDR (在5秒周期内) 对平均SSI。
- [0034] 图30说明DIDO  $4 \times 4$ 及 $6 \times 4$ 的结果。
- [0035] 图31说明DIDO  $2 \times 2$ 及 $4 \times 2$ 的作为TSI的标准偏差的函数的平均SNDR。
- [0036] 图32说明DIDO  $4 \times 4$ 及 $6 \times 4$ 的结果。
- [0037] 图33比较四个DIDO系统的瞬时SSI的CDF。
- [0038] 图34说明来自一个具有约20秒数据的特定测量集的结果。
- [0039] 图35说明其中SSI目标升到-15dB且因此SER性能改进的一个实施例。
- [0040] 图36说明通过升高目标SSI而达成的改进。
- [0041] 图37说明多个UE丛集在一个BTS周围的示范性情形。
- [0042] 图38说明对于最大自相关系数的不同值的不同阶DIDO系统的SER性能。
- [0043] 图39说明对于最大自相关的不同值的SSI的CDF。
- [0044] 图40说明用于跨越MU-MAS或DIDO系统中的所有BTS平衡发射功率的方法的一个实施例。
- [0045] 图41说明用于跨越MU-MAS或DIDO系统中的所有BTS平衡发射功率的方法的另一实施例。
- [0046] 图42说明在实际室外传播情形中发射功率平衡方法的性能。
- [0047] 图43说明在功率不平衡及功率平衡的情况下条件数的分布。
- [0048] 图44到图46说明对于以下三种不同状况的信道迹线 (SNDR、SSI及TSI) : i) 不使用

发射功率平衡方法的DIDO  $2 \times 2$ ;ii) 使用发射功率平衡方法的DIDO  $2 \times 2$ ;iii) 结合天线选择方法使用发射功率平衡方法的DIDO  $4 \times 2$ 。

[0049] 图47说明特定BTS为发射功率不平衡的源的情形。

[0050] 图48说明在不平衡及平衡的情况下的条件数分布。

[0051] 图49到图51描绘不同算法的信道迹线。

[0052] 图52说明具有4个客户端的DIDO系统的SER及SSI的CDF。

[0053] 图53展示已被选择用于发射的BTS及其相对使用率的统计数据。

### 具体实施方式

[0054] 克服上述现有技术限制中的许多限制的一解决方案为分散式输入分散式输出(DIDO)技术的实施例。DIDO技术在以下专利及专利申请案中加以描述,所述专利及专利申请案全部让与给本专利的受让人并以引用的方式并入本文。此些专利及申请案有时在本文中统称为“相关专利及申请案”。

[0055] 名为“补偿分散式输入分散式输出系统中的多普勒效应的系统及方法(System and Methods to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems)”的第13/464,648号美国申请案

[0056] 名为“协调分散式无线系统中经由用户丛集的发射的系统及方法(Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering)”的第12/917,257号美国申请案

[0057] 名为“分散式输入分散式输出(DIDO)通信系统中的干扰管理、切换、功率控制及链路调适(Interference Management,Handoff,Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output(DIDO)Communication Systems)”的第12/802,988号美国申请案

[0058] 2012年5月1日颁予的名为“用于基于信号强度测量调整DIDO干扰消除的系统及方法(System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements)”的第8,170,081号美国专利

[0059] 名为“用于管理横越多个DIDO丛集的客户端的丛集间切换的系统及方法(System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters)”的第12/802,974号美国申请案

[0060] 名为“用于基于客户端的检测到的速度来管理不同分散式输入分散式输出(DIDO)网络之间的客户端的切换的系统及方法(System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output(DIDO)Networks Based On Detected Velocity OfThe Client)”的第12/802,989号美国申请案

[0061] 名为“用于分散式输入分散式输出(DIDO)网络中的功率控制及天线分组的系统及方法(System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output(DIDO)Network)”的第12/802,958号美国申请案

[0062] 名为“用于DIDO多载波系统中的链路调适的系统及方法(System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems)”的第12/802,975号美国申请案

[0063] 名为“用于多载波系统中的DIDO预译码插入的系统及方法(System And Method

For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems)”的第12/802,938号美国申请案

[0064] 名为“用于分散式天线无线通信的系统及方法(System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications)”的第12/630,627号美国申请案

[0065] 2009年10月6日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,599,420号美国专利;

[0066] 2009年12月15日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,633,994号美国专利;

[0067] 2009年12月22日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,636,381号美国专利;

[0068] 2012年4月17日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications)”的第8,160,121号美国专利;

[0069] 名为“用于空间多路复用对流层散射通信的系统及方法(System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications)”的第11/256,478号美国申请案;

[0070] 2008年8月26日颁予的名为“用于分散式输入分散式输出无线通信的系统及方法(System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication)”的第7,418,053号美国专利;

[0071] 名为“用于使用空间时间译码来增强近似垂直入射天波(“NVIS”)通信的系统及方法(System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave(“NVIS”) Communication Using Space-Time Coding)”的第10/817,731号美国申请案。

[0072] 为了减少本专利申请案的大小及复杂度,下文未明确地阐述相关专利及申请案中的一些的揭示内容。为了获得所述揭示内容的完整详细描述,请参看相关专利及申请案。

[0073] 1. 系统模型

[0074] 下文描述多用户(MU)多天线系统(MAS)或MU-MAS,如图1中所描绘,其由预译码变换单元101、网络102及与N个客户端装置UE1-UE4无线地通信的M个收发器台103组成。预译码变换单元101接收具有意欲用于不同客户端装置的不同网络内容(例如,从网页服务器或其它网络源流发射的视频、网页、视频游戏、文字、语音,等等C1-C5)的N个信息流。下文中,我们使用术语“信息流”来指代经由网络发送的含有可根据某一调制/译码方案或协议而解调制或解码为独立流以产生某一语音、数据或视频内容的信息的任一数据流。在一个实施例中,信息流为携带可经解调制或解码为独立流的网络内容的位序列。在一个实施例中,经由网络而将此网络内容递送到预译码变换单元101。可使用任一类型的网络存取技术,包含有线及无线。额外地,网络可为局域网(例如,LAN、WLAN等)、广域网、因特网或其任一组合。

[0075] 在一个实施例中,预译码变换单元101处理与每一客户端装置UE1-UE4建立的每一通信信道的信道状态信息(CSI)以产生预译码变换。在另一实施例中,将信道质量信息(例

如,信噪比,等等)或统计信道信息(例如,空间协方差矩阵,等等)用以计算预译码变换。预译码变换可为线性的(例如,迫零[1]、块对角化[2]、矩阵求逆,等等)或非线性的(例如,脏纸译码[3-5]或汤姆林森-哈拉希玛(Tomlinson-Harashima)预译码[6-7])。

[0076] 在一个实施例中,预译码变换单元101利用预译码变换来将来自网络内容C1-C5的N个信息流(根据某一算法)组合成M个位流。下文中,我们使用术语“位流”来指代不一定含有任何有用的信息位且因此无法被解调制或解码为独立流以检索网络内容的任何位序列。在本发明的一个实施例中,位流为由预译码变换单元产生且相对于待发送到M个收发器台103中的一者的给定数目的位加以量化的复合基频信号。在一个实施例中,经由网络102(其可为有线/无线、因特网、广域网、或局域网,或其任一组合)将M个位流从预译码变换单元发送到M个收发器台103。

[0077] 最后,M个收发器台103发送位流到客户端装置UE1-UE4,所述客户端装置恢复信息流并解调制网络内容。注意,系统中的客户端的数目K可为任一值。举例来说,如果 $K > M$ ,那么经由相关专利及申请案中及现有技术中描述的不同技术(例如,TDMA、FDMA、OFDM、CDMA等等)而多路复用额外 $(K-M)$ 个客户端。而且,如果 $K \leq M$ 但 $K < N$ ,那么一个以上信息流可用于一些客户端装置。如果那些客户端装置通过使用现有MIMO或DIDO技术而配备多个天线,那么其可解调制多个信息流。

[0078] 本发明的一个重要特征为MU-MAS将信息流变换成在网络上发送到收发器台103的位流,使得客户端装置UE1-UE4当同时从所有收发器台接收位流时可恢复信息流。我们观察到,不同于现有技术,经由网络发送的M个位流为一些或所有N个信息流的组合。因此,如果客户端装置必须从M个收发器台103中的仅一者接收位流(甚至假定自所述台到客户端的良好链路质量及SNR),那么所述信息将完全无用且将不可能恢复原始网络内容。仅通过从M个收发器台的全部或子集接收位流,每一客户端装置才可恢复信息流并解调制网络内容C1-C5。

[0079] 在本发明的一个实施例中,MU-MAS为由如图2中所示及在上文引用的相关专利及申请案中描述的集中式处理器(CP)201、基地收发器台(BTS)203及用户设备(UE)UE1-UE4组成的分散式输入分散式输出(DIDO)系统。BTS可如图2中直接地连接到CP 201或如图3中描绘经由基站网络(BSN)301连接到CP 201。在另一实施例中,网络内容C1-C5及BTS 203如图4中皆经由同一网络401连接到CP 201,网络401可为有线/无线局域网、广域网及/或因特网。

[0080] 为了使客户端装置自所接收的信息流可靠地恢复网络内容,无线信道必须具有充分数目的自由度或等效地必须具有高空间分集。空间分集取决于收发器台203及客户端装置UE1-UE4的空间分布,以及传播环境中的多路径的空间分布(或信道角展度)。下文描述用于评估无线信道的空间分集的不同量度,所述量度将用于本申请案中稍后描述的技术及方法中。

[0081] 2-分集量度及信道模型

[0082] 在目标客户端k处的所接收信号由下式给出

$$[0083] \quad \mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^K \mathbf{W}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

[0084] 其中 $k=1, \dots, K$ ,其中K为客户端的数目。此外, $\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$ 为含有客户端k处的接收数据流的向量,假定在客户端装置处有M个发射DIDO天线及R个接收天线; $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为到主DIDO从集中的客户端k的发射数据流的向量; $\mathbf{s}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为到主DIDO从集中的客户端u的发射数据流的向量; $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为客户端k的R个接收天线处的加成性白高斯噪声(AWGN)的向量; $\mathbf{H}_k$

$\in \mathbb{C}^{R \times M}$ 为客户端k处的从M个发射DIDO天线到R个接收天线的DIDO信道矩阵; $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{M \times R}$ 为应用于主DIDO丛集中的客户端k的DIDO预译码权重的矩阵; $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{M \times R}$ 为应用于主DIDO丛集中的客户端u的DIDO预译码权重的矩阵。

[0085] 为了简化记法且不失一般性,我们假定所有客户端皆配备R个接收天线且存在M个DIDO分散式天线,其中 $M \geq (R \cdot K)$ 。如果M大于接收天线的总数,那么将额外发射天线用以预先消除对目标客户端的干扰或经由相关专利及申请案(包含7,599,420;7,633,994;7,636,381及第12/143,503号申请案)中描述的分集方案改进到同一丛集中的客户端的链路稳健性。

[0086] 计算DIDO预译码权重以预先消除客户端间干扰。举例来说,相关专利及申请案(包含7,599,420;7,633,994;7,636,381及第12/143,503号申请案以及[2])中描述的块对角化(BD)预译码可用以移除客户端间干扰,使得在主丛集中满足以下条件

$$[0087] \quad \mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = \mathbf{0}^{R \times R}; \forall u = 1, \dots, K; \text{其中 } u \neq k. \quad (2)$$

[0088] 将条件(2)代入(1)中,我们获得用于目标客户端k的所接收数据流,其中用户间干扰被移除

$$[0089] \quad \mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k. \quad (3)$$

[0090] 我们将用户k的有效信道矩阵定义为

$$[0091] \quad \tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k. \quad (4)$$

[0092] 本发明的一个实施例将分集量度定义为(4)中的有效信道矩阵的最小奇异值在所有客户端中的最小值

$$[0093] \quad \lambda_{\min} = \min_{k=1, \dots, K} \lambda_{\min}^{(k)}(\tilde{\mathbf{H}}_k). \quad (5)$$

[0094] 另一实施例将通过界定(staking)来自每一客户端的信道矩阵而获得的复合DIDO信道矩阵的最小或最大奇异值或条件数用作

$$[0095] \quad \bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix}. \quad (6)$$

[0096] 条件数(CN)经定义为复合DIDO信道矩阵的最大奇异值与最小奇异值之间的比,如下

$$[0097] \quad \text{CN} = \frac{\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{H}})}{\lambda_{\min}(\bar{\mathbf{H}})} \quad (7)$$

[0098] 接下来,我们定义将用以模拟本申请案中描述的系统及方法在实际传播条件中的性能的不同信道模型。我们使用熟知Kronecker结构[8,9]并模型化具有交叉相关输入项 $r_{i,j} = \rho_c^{i-j}$ (其中 $i \neq j$ )及由下式(8)给出的自相关输入项的空间协方差矩阵

$$[0099] \quad \mathbf{r}_{i,i} = \begin{cases} \rho_a & i=1 \\ \frac{(N-\rho_a)(N-i+1)}{\sum_{n=1}^{N-1} n} & i>1 \end{cases}. \quad (8)$$

[0100] (8)中的模型的优点在于其允许我们将空间协方差矩阵的对角输入项仅写为一个参数 $\rho_a$ 的函数。

[0101] 我们定义发射空间协方差矩阵的三个不同信道模型:i) 其中 $\rho_c=0.00001$ ,  $\rho_a=1$ 的“i.i.d.模型”,其近似于独立恒等分布模型;ii) 其中 $\rho_c=0.8$ ,  $\rho_a=1$ 的“高交叉相关模型”,其模拟天线具有相等发射功率且彼此接近(例如,MIMO系统中的拐角状况)借此产生高交叉相关系数的无线系统;iii) 其中 $\rho_c=0.00001$ ,  $\rho_a=5.9$ 的“高自相关模型”,其模拟天线分散在大区域中而产生低空间相关但其中一个天线归因于其接近于所有客户端(例如,DIDO系统中的拐角状况)而功率压倒所有其它天线的无线系统。使用此些三个模型时DIDO  $6\times 6$ 系统的模拟发射协方差矩阵经展示于图5中。在下文中呈现的所有结果中,我们假定接收协方差矩阵为单位矩阵,因为客户端被假定为散布在大区域中、彼此相隔若干波长。

[0102] 图6展示上文描述的三个信道模型的分集量度(即,最小奇异值)的累积密度函数(CDF)以及为信噪比(SNR)的函数的符号错误率(SER)性能。我们观察到在“高交叉相关模型”及“高自相关模型”中的SER性能归因于缺少空间分集而降级。在“高交叉相关模型”中,分集的缺少是归因于跨MIMO阵列的发射天线的高空间相关。在“高自相关模型”中,减少的分集是归因于发射天线中的一者相对于其它者的发射功率不平衡。改进“高交叉相关模型”中的空间分集的一种方式是将天线远远间隔开,此在实际MIMO系统中可能是不能允许的。在“高自相关模型”中,可通过如本专利申请案中稍后描述的跨分散式天线平衡发射功率而增加分集。

[0103] 我们收集针对多种传播条件的DIDO系统中的分集量度。在实验活动中,我们使用安装在如图7中所示的Palo Alto市区中的不同建筑物中的DIDO BTS。我们通过在多种传播情形中并在具有Palo Alto市区周围的发射BTS及接收天线位置的不同组合的情况下测量DIDO  $2\times 2$ 系统的(5)中的“空间选择性指示符”(SSI)而开始。

[0104] 图8展示作为空间协方差矩阵的最大自相关及交叉相关系数的函数的SSI。每一点是通过在5秒周期内平均空间协方差矩阵而获得,5秒周期足以达到在实验中考虑的速度(即,固定客户端以及客户端在3mph下移动)下的衰落效应的平均数。我们观察到当最大交叉相关为“0”(即,归因于天线之间的大物理间隔或高信道角展度,发射天线之间的低空间相关)且最大自相关为“1”(即,跨发射天线的良好功率平衡)时获得SSI的最高值(指示高信道空间选择性)。偏离于此些两种状况的任一情形皆产生低SSI值及低空间分集。

[0105] 图9展示上文描述的三个信道模型的SSI结果。图9a中的“i.i.d.”状况指示DIDO BTS物理地彼此远离的情形;“高交叉相关”状况是通过将发射天线按一个波长间隔开同时允许客户端在涵盖区域中四处移动而获得;“高自相关”状况是通过将所有客户端接近于图7中的天线10置放使得其功率压倒另一发射器而获得。每一曲线中的粉红色圆指示自相关系数及交叉相关系数的平均。在图9b中,平均交叉相关归因于小天线间隔而自图9a增加,且平均自相关归因于发射功率平衡而减少。反之亦然,在图9c中,平均自相关归因于发射功率不平衡而增加,且平均交叉相关归因于BTS之间的较大天线间隔而减少。

[0106] 图10比较上述三种情形中的SSI的累积密度函数(CDF)。我们观察到i.i.d.状况与其它两个信道条件相比产生最佳性能。

[0107] 接下来,我们分析DIDO系统的信号对噪声加失真比(SNDR)及SER性能如何根据空间及时间变化而变化。空间变化是经由上文定义的SSI而测量。时间变化是经由“时间选择性指示符”(TSI)而测量。本发明的一个实施例将TSI定义为来自DIDO系统中的一些或所有发射天线的复合信道增益的总和的绝对值。跟踪信道变化、强衰落率或持续时间的任何其



它量度可用作TSI。图11中的顶部行展示对于一个测量集的DIDO  $2 \times 2$ 系统中的两个客户端装置的SNDR。第二行描绘TSI：我们观察到客户端1的TSI为平坦的，因为客户端1为固定的，而客户端2的TSI归因于客户端的移动性而随时间衰落。第三行展示针对两个发射器中的每一者的SSI以及自相关系数。我们观察到当两个自相关系数接近“1”时，SSI增加。

[0108] 图12将上述结果全部组合于一个曲线上。对于第一接收器(即，RX1)，我们观察到即使客户端是固定的且TSI为平坦的，SNDR迹线仍衰落。实际上，归因于RX2的移动性，SSI随时间而改变且那些变化也产生RX1的SNDR衰落。此外，我们观察到SSI可独立地于TSI衰落。实际上，TSI衰落指示归因于多路径的破坏性干扰的来自两个发射器的不良信号质量，但DIDO信道仍可具有足够空间自由度(即，大SSI)以支持多个空间数据流。或者，SSI衰落指示DIDO信道矩阵为奇异的且不能支持多个平行数据流，但来自所有发射天线的信号质量可仍是良好的，从而产生大的TSI。本发明使用TSI、SSI或两个量度的组合来评估信道分集并调整系统参数以增强分集。

[0109] SSI可用以测量并预测DIDO系统中的相干性区域。举例来说，本发明的一个实施例测量SSI，随时间而跟踪其，且预测其将来特性。基于所述预测，其调适发射及接收系统参数(例如，用于发射的BTS的数目或接收数据流的客户端装置的数目)两者。

[0110] 图13展示来自RX2从具有高功率不平衡的位置移到具有低功率不平衡的另一位置的第二信道情形的结果。此变化的结果为SSI改进。图14展示同一测量情形的汇总：我们甚至观察到RX1(固定客户端)的性能随SSI增加而改进。

[0111] 我们在传播条件的大集合中比较SNDR性能与SSI。图15在a)中描绘SNDR对平均SSI且在b)中描绘SNDR对SSI的标准偏差。每一点表示在5秒周期内收集的一测量。红色实线表示所有测量点的线性回归，其中测量结果的上部10%及下部10%已被从回归计算中移除。我们观察到平均SNDR归因于可用于无线信道中的大空间分集而在图15a中随平均SSI增加而增加。举例来说，由大功率不平衡表征的情形产生导致低SNDR的低平均SSI。此外，在图15b中，平均SNDR归因于由客户端移动性导致的SSI的频繁强衰落而随SSI的标准偏差增加而减少。注意，在实际系统中，可经由流动平均技术或使用遗忘因子的方法而计算SSI的平均值及标准偏差以实现有效存储器使用及计算复杂度减少。

[0112] 图16展示时间信道变化的类似结果。SNDR归因于由客户端的移动性及多普勒效应引起的时间上的强衰落而随TSI的标准偏差增加而减少。

[0113] 本发明的另一实施例使用条件数(CN)作为SSI。在图17b中，方程(7)中定义的CN是绘制为最小自相关系数及最大交叉相关系数的函数，其中每一点为100毫秒数据的结果。与有效信道矩阵的最小奇异值相反，较低CN指示具有高空间分集的信道。图17a展示经定义为CN的SSI的CDF。图18描绘图17a的三维版本。

[0114] 图19展示作为平均CN的函数的平均SNDR。每一点表示20秒数据上的平均。我们观察到SNDR随平均CN的值增加而降级。

[0115] 3. 用于发射天线选择的方法

[0116] 增加无线链路中的空间自由度的一种方式是添加比系统中的客户端的数目更多的发射天线并在满足某一SSI性能目标的天线中进行选择。已知此算法为如[10]及我们的先前专利申请案US 7,636,381中描述的发射天线选择。在一个实施例中，首先识别发射天线子集的所有可能组合。接着，计算天线集中的每一天线集的SSI。最后，最大化分集量度或

SSI的集合经选择为最佳发射天线子集。

[0117] 图20展示在假定相同每天线发射功率时i.i.d.信道中的不同阶DIDO系统的性能。因为CDF从 $2 \times 2$ 到 $8 \times 8$ 向左偏移,随着发射天线的数目增加,SSI降级,但SER性能针对任何阶DIDO是类似的。

[0118] 图21展示i.i.d.信道中DIDO  $4 \times 4$ 的模拟性能。天线选择视目标SER而提供SNR的显著增益。举例来说,在1%的SER目标下,通过添加两个额外天线,增益为12dB,或在0.1%的目标下,所述增益增加直到18dB。而且,图21b展示,归因于增强的空间分集,SSI的CDF通过天线选择而改进。注意,在图21中,我们绘制有效信道矩阵的最小奇异值的最大值(在所有可能发射天线子集上)。我们以分贝为单位将图21b中的CDF的平均值定义为

$$[0119] \quad D_{dB} = 20 \log_{10} (E \{ \max (\lambda_{\min}) \}) \quad (9)$$

[0120] 图22展示作为(9)中的分集量度的增益的函数的SNR的增益。表a)中的值是从图21a中的模拟SER性能获得。在图22b中,我们观察到在两个增益之间的接近线性关系。在本发明的一个实施例中,将平均SSI用以决定是使用还是不使用选择算法。实际上,天线选择算法需要额外计算复杂度,这是因为必须针对所有天线子集计算SSI。理解在何信道条件下真正需要天线选择算法允许在不必要时关闭所述算法,借此改进系统的计算复杂度。举例来说,如果平均SSI在某一阈值之上,那么无需触发天线选择算法且将固定数目的天线用于发射。如果平均SSI减少(例如,归因于客户端的移动性),那么算法将触发天线选择算法以使得将最佳天线子集选择用于在无线链路上进行发射。

[0121] 可通过分析来自实际测量的实验数据而预先计算SSI阈值。举例来说,图23展示SNDR、SSI(指示为 $\lambda_{\min}$ )及TSI(为来自经指示为TX1, ..., M的每一发射器的复合信道增益的绝对值)的迹线。注意我们故意从TSI迹线减去20dB以将所有迹线拟合同一曲线同时避免重叠。在此实验中,第一客户端RX1为固定的,而第二RX2为移动的。我们观察到甚至对于固定客户端,SNDR迹线还归因于SSI迹线中的衰落而随时间而变化。详细来说,每当SSI降低到-10dB之下时,SNDR经历强衰落。我们选择-10dB作为SSI的阈值。本发明不限于SSI的此值,且可基于不同性能准则选择其它值。对于移动客户端,强衰落是由SSI衰落抑或TSI衰落引起。如上文观察,此些两种类型的衰落是不相关的且可发生在不同时间。

[0122] 图24展示在与图23中相同的路线上但使用两个额外天线获得的结果。注意,SNDR迹线未与图24中的迹线对准,因为瞬时信道归因于快速衰落效应而在实验间不同。我们观察到,通过添加两个额外天线及执行发射天线选择算法,有可能从SSI迹线移除强衰落并改进两个客户端的SNDR性能。图24a展示固定客户端不经历任何SNDR强衰落。图24b展示移动客户端的SNDR衰落仅归因于TSI,而SSI衰落被完全移除。

[0123] 本发明的一个实施例扫描可用发射天线子集,直到到达提供高于预定义阈值的SSI的第一子集为止。一旦发现所述子集,搜索便停止,借此减少算法的计算复杂度。

[0124] 在图23及图24中,我们观察到SSI展现强衰落周期与高增益周期交替的结构化特性。在SSI的连续样本之间的此时间相关可用以减少天线子集选择算法的复杂度。在一个实施例中,同一天线子集经保存直到SSI经历强衰落且其值降低到预定义阈值之下为止。在另一实施例中,系统跟踪在过去已被选择的天线子集的统计数据,且仅选择用于将来发射的那些天线子集。

[0125] 减少系统的计算复杂度的另一方式是减少待经由天线选择方法从中进行选择的

发射天线的组合的数目。图25到图28展示DIDO  $4 \times 2$ 、 $6 \times 4$ 、 $8 \times 6$ 及 $10 \times 8$ 系统的模拟SER性能及SSI的CDF。所有此些系统使用比客户端的数目多两个的额外天线。展示针对天线子集的不同数目 $N_s$ 的性能。我们观察到,对于任何DIDO阶,发射天线的10个或较少的子集就足以接近地近似得到相同系统的使用天线子集的所有可能组合的SER性能。减少天线子集的数目可产生计算复杂度的显著减少,因为无需针对所有天线子集计算SSI。本发明的一个实施例选择有限数目个子集,作为减少系统的计算复杂度同时维持系统性能接近于理想性能的方式。

[0126] 本发明的一个实施例使用SSI与TSI的组合来选择最佳天线子集。举例来说,选择提供最大SSI及TSI的天线子集。另一实施例定义第一选择阶段,其识别提供在预定义阈值之上的SSI的所有天线子集。接着,第二选择阶段选择产生最大TSI的子集。或者,定义用于TSI的另一阈值,且选择满足SSI及TSI阈值两者的子集。

[0127] 通过定义“频率选择性指示符”(FSI),上文针对单载波系统描述的所有方法及结果可直接扩展到多载波及/或OFDM系统。举例来说,在OFDM系统中,每一音调经历频率平坦信道。接着可逐音调地应用上文描述的所有方法。在另一实施例中,将SSI、TSI及FSI的不同组合用以根据上文定义的准则选择最佳天线子集。

[0128] 最后,我们展示在多种传播条件下的天线选择算法的性能。图29描绘平均SNDR(在5秒周期内)对平均SSI。大的平均SSI指示具有高空间分集的信道,借此产生大的平均SNDR。我们观察到用于自DIDO  $2 \times 2$ 到 $4 \times 2$ 的天线选择的两个额外天线增加了平均SNDR及SSI两者。在图30中展示针对DIDO  $4 \times 4$ 及 $6 \times 4$ 的类似结果。

[0129] 图31描绘针对DIDO  $2 \times 2$ 及 $4 \times 2$ 的作为TSI的标准偏差的函数的平均SNDR。高标准偏差指示归因于使SNDR性能降级的多普勒效应的大时间选择性。图32中展示针对DIDO  $4 \times 4$ 及 $6 \times 4$ 的类似结果。

[0130] 最后,图33比较上文考虑的所有四个DIDO系统的瞬时SSI的CDF。我们观察到当切换到较高阶DIDO时,归因于减少的自由度, $4 \times 4$ 具有比 $2 \times 2$ 差的CDF性能。在两种状况下,通过发射选择算法添加2个额外天线皆产生SSI性能的显著改进。

[0131] 4. 用于用户选择的方法

[0132] 在一个实施例中,经由用户选择在DIDO信道中增强空间分集。在此实施例中,如果对于可用于系统中的给定数目的发射天线来说,在无线信道中不存在足够的自由度,那么系统卸除到一或多个客户端的发射。此技术可使用SSI来测量无线链路中的空间分集。当SSI降低到预定义阈值之下时,卸除一或多个客户端。

[0133] 在本发明的一个实施例中,移动得最快的客户端被卸除。实际上,经历最高多普勒效应的客户端最可能经历强衰落。另一实施例利用TSI及FSI来选择具有较低信道质量的客户端并卸除所述客户端。当客户端被卸除时,在所述周期内发射的位被破坏且那些位可经由前向错误校正(FEC)译码而恢复。另一实施例利用替代性多路复用技术(例如,TDMA、FDMA、OFDMA或CDMA)来服务被卸除的客户端。

[0134] 图34展示来自具有约20秒数据的一特定测量集的结果。第一行描绘经表示为RX1(固定客户端)及RX2(移动客户端)的两个客户端的经测量的SNDR迹线;第二行为具有固定到10dB的目标以可靠地解调制4-QAM群集的经模拟SNDR;第三行为经模拟SER;最后,第四行描绘SSI及自相关系数。我们观察到即使RX为固定的,其SNDR仍归因于缺乏空间分集(如由

低SSI所指示)而降低到目标之下。如果SSI目标太低(即,图中的-20dB),那么用户选择算法不会被触发且RX1经历严重SER降级。

[0135] 图35展示SSI目标升高到-15dB且结果SER性能改进的状况。通过将目标SSI进一步升高到如图36中的-10dB而达成进一步改进,在所述状况下,RX1的SER在整个测量持续时间期间减少到零。在此状况下,SSI阈值是基于SER性能而确定,但本发明不限于此且任一其它性能准则可用于此。

#### [0136] 5. 用于发射功率平衡的方法

[0137] 发射功率不平衡发生在多数或所有客户端在一BTS周围并远离所有其它BTS时,使得一个BTS功率压倒其它BTS。发射功率不平衡减少信道空间分集(即,减少SSI),借此不利地影响系统性能。图37中展示一示范性情形,其中多个UE 3701(经识别为正方形)丛集于一个特定BTS 3702(以圆圈识别)周围,并远离其它BTS而定位。此情形将发生在(例如)在一位置中客户端的群组参与一事件且所有其它BTS远离时。本发明的一个实施例适应性地调整BTS的功率以使得平衡所有客户端处从所有BTS接收的功率。在本发明的一个实施例中,功率压倒所有其它BTS的BTS的功率被减少,直到由客户端接收的功率与从所有其它BTS接收的功率平衡为止。在本发明的另一实施例中,来自所有其它BTS的功率增加,直到从所有BTS到每一客户端的接收功率电平被平衡为止。

[0138] 在利用信道互易性的TDD系统中,下行链路的信道状态信息(CSI)是从上行链路获得。上行链路训练信号是由BTS的接收器处的ADC量化,且因而其具有有限动态范围,此取决于ADC的位的数目。如果所有客户端丛集在BTS中的一者周围,那么用于所述BTS的CSI将具有比来自所有其它BTS的CSI大得多的振幅,且因而其将使DIDO信道矩阵奇异且限制链路的自由度。其为发射功率不平衡的效应。在不利用信道互易性的FDD系统或TDD系统中,同一问题在也配备ADC的客户端装置的接收器处出现。此外,CSI可需要在经由无线链路发送之前经由有限反馈技术被量化或映射到位。所述量化再次限制CSI的动态范围,并当BTS中的一者功率压倒其它者时产生功率不平衡。本文中描述的本发明的实施例使用用于防止MU-MAS及DIDO系统中的功率不平衡的技术。

[0139] 如图13中所示,识别发射功率不平衡的一种方式是通过查看自相关系数 $\rho_a$ :当自相关值近似于BTS的数目(假定发射空间协方差矩阵以等于BTS的数目的迹线正规化)时,系统经历发射功率不平衡。举例来说,在功率不平衡的DIDO  $4 \times 4$ 系统中,一个自相关系数将接近“4”且所有其它自相关系数将接近零。相反地,在完全平衡的系统中,所有自相关系数将为“1”。

[0140] 发射功率不平衡会不利地影响系统的性能。举例来说,图38展示针对最大自相关系数的不同值的不同阶DIDO系统的SER性能。当最大自相关系数减少到“1”时,SER性能接近理想i.i.d.状况。这些SER结果可用以定义区分平衡系统与不平衡系统的阈值。可通过数值、分析或经验方法来确定这些自相关阈值。举例来说,在图38中,阈值经选择,使得SER性能与理想i.i.d.性能相比不会降级3dB以上。然而,本发明不限于此性能准则且可使用测量系统性能的任何其它准则。本发明的另一实施例使用一滞后回路,在所述滞后回路中如图38中的表中,两个不同阈值经定义用于自相关系数。

[0141] 图39展示针对最大自相关的不同值的SSI的CDF。我们观察到,增加最大自相关归因于减少空间分集而产生较差的SSI性能。

[0142] 本发明的实施例提议用于跨MU-MAS或DIDO系统中的所有BTS平衡发射功率的不同方法。这些方法可以规那么速率执行。在一个实施例中,所提议方法在每一执行循环执行一次。然而,视正使用的系统的约束条件而定,可使用较低速率。下文中,我们详细地描述这些方法。

[0143] 本发明的一个实施例旨在将每一BTS的发射功率保持在最大可能电平,同时留在自相关阈值内。我们定义两个不同阈值,如图38中所示。上阈值MAX\_AUTO\_CORR表示自相关数导致空间分集的显著降低所在的点。如果自相关数超过此阈值,那么系统性能将存在大的降低。

[0144] 下阈值MIN\_AUTO\_CORR充当缓冲器以防止系统太频繁地改变功率设定。如果给定BTS具有一在MIN\_AUTO\_CORR之下的自相关数,那么其可安全地增加其发射增益值(假定发射增益还未经设定为其最大值)。注意,发射增益可为RF链中的功率放大器的模拟增益及/或对应于DAC的某一电平的数字增益。如果自相关是在MIN\_AUTO\_CORR与MAX\_AUTO\_CORR之间,那么不采取动作。如果在此例项中要增加功率,那么其可增加自相关数直到自相关数在MAX\_AUTO\_CORR之上为止,在所述点处功率将被减少直到自相关数在MAX\_AUTO\_CORR之下为止,等等。此效应将使功率经常地改变,这是效率低下的且可潜在地引起性能降级。

[0145] 方法的一个实施例在图40中加以说明且其相关联伪码经描述如下:

BEGIN

INITIALIZE txGain for each BTS

SET highestAutoCorrNum = 0

SET K = 0

REPEAT WHILE K < number of BTSs

IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN

SET maxAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K

SET N = K

[0146]

END IF

INCREMENT K

END REPEAT

IF highestAutoCorrNum > MAX\_AUTO\_CORR AND

txGain for BTS N > MIN\_TX\_GAIN THEN

Decrease the txGain for BTS N by TX\_GAIN\_STEP

Set radio TX gain for BTS N = txGain for BTS N

SET K = 0

```
REPEAT WHILE K < number of BTSs
  IF txGain for BTS K < MAX_TX_GAIN AND
    auto correlation number for BTS K < MIN_AUTO_CORR THEN
    INCREASE txGain for BTS K by TX_GAIN_STEP
[0147]   SET radio TX gain for BTS K to txGain for BTS K
  END IF
  INCREMENT K
END REPEAT
END
```

[0148] 总之,此方法首先确定哪一BTS具有最高相关。所述相关值连同相应BTS的索引一起被存储。接着,如果最高相关在上阈值之上,那么发射增益减少。发射增益将不减少到低于所定义的最小值。接着,对于每一BTS,如果最高相关在最低值之下,那么发射增益增加。如果最高自相关数在两个阈值之间,那么不采取动作。这是所提议方法的目标操作模式。

[0149] 转到图40的具体细节,在4001处,变量highestAutoCorrNumber及K被初始化为零。步骤4002及4004确保所述回圈对于每一BTS重复。在4002处,如果K的当前值当前小于BTS的数目,那么在4003处,进行关于BTS K的自相关数是否大于当前最高自相关数的确定。如果大于,那么在4005处,变量highestAutoCorrNum经设定为BTS K的自相关数(即,BTS K具有最高自相关数)且控制变量N经设定为等于K。

[0150] 在4006处,如果highestAutoCorrNum大于最大自相关(MAX\_AUTO\_CORR)且BTS N的发射增益(txGain)大于最小发射增益(MIN\_TX\_GAIN),那么在4008处,使用指定步长(TX\_GAIN\_STEP)来减少BTS N的发射增益且BTS N的无线电的txGain经设定为新txGain值。

[0151] 在4009处,控制值K经设定为等于零。步骤4010确保每一BTS皆由步骤4011到4012的回圈处理。即,如果K当前小于BTS的数目(即,如果未分析所有BTS),那么在4011处,进行关于BTS K的自相关数是否小于最小自相关(MIN\_AUTO\_CORR)且BTS K的txGain是否小于最大可允许发射增益值(MAX\_TX\_GAIN)的确定。如果两个条件皆被满足,那么在4012处,使BTS K的发射增益增加预定义步长(TX\_GAIN\_STEP)且在BTS K的无线电上设定新的txGain。在4013处,使控制值K递增,且在4010处,如果K等于BTS的数目(即,每一BTS皆已被分析),那么程序终止。

[0152] 在本发明的另一实施例中,自相关值经映射到发射增益值。一个实施例使用下文所展示的线性映射。尽管线性映射实施起来简单,但自相关对系统性能的不利影响并未线性地缩放。通常,仅在自相关数达到其最大值的某一分数之后系统性能才受到显著影响。举例来说,仅在最大自相关在1.95(或其最大值的97.5%)以上时DIDO 2×2性能才受到严重影响。另一映射算法可利用指数函数或经设计以在此些范围内操作的另一幂函数,而非线性函数。

[0153] 方法的一个实施例在图41中加以说明且其伪码经描述如下:

BEGIN

INITIALIZE txGain for each BTS

SET K = 0

REPEAT WHILE K < number of BTSs

[0154] SET autoCorr = auto correlation number for BTS K

SET txGain for BTS K =

(MAX\_TX\_GAIN - MIN\_TX\_GAIN)\*(1 - autoCorr/nTX) + MIN\_TX\_GAIN

INCREMENT K

END REPEAT

[0155] 此方法取一自相关数并将其直接缩放成一发射增益值。此方法中的大部分复杂度是为了允许不同DIDO阶以及MIN\_TX\_GAIN及MAX\_TX\_GAIN的不同值。举例来说,具有范围在A与B之间的发射增益的DIDO 2×2系统的方程的最简单形式将系:

$$[0156] \quad (B-A) * (1 - \frac{\rho_a}{2}) \quad (9)$$

[0157] 举例来说,自相关值2 (DIDO 2×2的最高值) 将导致所述BTS的发射增益经设定为A=0 (最低发射功率),而自相关值0 (DIDO 2×2的最低值) 将导致所述BTS的发射增益经设定为B=30 (最高发射功率)。应注意,此些状况中的两者指示极端功率不平衡。在第一状况 ( $\rho_a=2.0$ ) 中,在UE中,此BTS的信号被太强地接收。在第二状况 ( $\rho_a=1.0$ ) 中,太强地接收另一BTS。根据需要,完全平衡的系统 (其中对于两个BTS,  $\rho_a=1.0$ ) 将导致发射增益维持在15 (为默认值)。

[0158] 转到图41的具体细节,在4101处,控制变量K经初始化为0。在4102处,如果K小于被观察的BTS的数目,那么执行4103中阐述的操作。特定来说,变量autoCorr经设定为等于BTS K的当前自相关数。另外,BTS K的变量txGain经设定为等于最大发射增益值与最小发射增益值之间的差 (MAX\_TX\_GAIN-MIN\_TX\_GAIN) 乘以 (1-autoCorr/nTX) 并加上最小发射增益值 (MIN\_TX\_GAIN)。控制变量K接着被递增直到K=BTS的数目。程序接着终止。

[0159] 先前两个方法经设计以在单一步骤中调整每一BTS的发射增益。本发明的另一实施例定义一总是调整仅两个BTS的功率的方法。然而,通过此方法,在某些情形中,一或多个BTS可在长时期内维持在低发射功率设定。因此,在实际系统中,此方法将与类似于方法1的算法 (使用如图40中的阈值) 组合,其中如果每一BTS的自相关数在MIN\_AUTO\_CORR之下,那么所述BTS的功率增加。

[0160] 上文描述的方法3的伪码如下:

```

BEGIN
    INITIALIZE txGain for each BTS
    SET highestAutoCorrNum = 0
    SET lowestAutoCorrNum = MAX_AUTO_CORR
    SET K = 0
    REPEAT WHILE K < number of BTS
        IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
            SET highestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
            SET highestIdx = K
        ELSE IF auto correlation number for BTS K < lowestAutoCorrNum THEN
            SET lowestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
            SET lowestIdx = K
[0161]    END IF
        INCREMENT K
    END REPEAT
    DECREASE txGain for BTS highestIdx by TX_GAIN_STEP
    IF txGain for BTS highestIdx < MIN_TX_GAIN THEN
        SET txGain for BTS highestIdx = MIN_TX_GAIN
    END IF
    SET radio TX gain for BTS highestIdx = txGain for BTS highestIdx
    INCREASE txGain for BTS lowestIdx by TX_GAIN_STEP
    IF txGain for BTS lowestIdx > MAX_TX_GAIN THEN
        SET txGain for BTS lowestIdx = MAX_TX_GAIN
    END IF
END

```

[0162] 总之,此方法首先确定最大及最小自相关值并记录相应BTS的索引。接着,将具有最高自相关的BTS的发射增益减少TX\_GAIN\_STEP,且将具有最低自相关的BTS的发射增益增加TX\_GAIN\_STEP。

[0163] 最后,我们展示在实际室外传播情形中发射功率平衡方法的性能。图42中描绘我们考虑的第一种情形。由于两个客户端UE00、UE01接近BTS 10而引起发射功率不平衡。图43中展示在功率不平衡情况及在功率平衡情况下的条件数的分布。

[0164] 图44到图46展示以下三种不同状况的信道迹线(SNDR、SSI及TSI):i)不使用发射功率平衡方法的DIDO  $2 \times 2$ ;ii)使用发射功率平衡方法的DIDO  $2 \times 2$ ;iii)结合天线选择方法使用发射功率平衡方法的DIDO  $4 \times 2$ 。SSI阈值经设定为-10dB。我们观察到发射功率平衡及天线选择方法有助于改进SSI迹线且因此改进SNDR性能。

[0165] 图47描绘不同情形,其中BTS 6为发射功率不平衡的源。图48展示在不平衡情况及



在平衡情况下的条件数分布,且图49到图51描绘如前述的不同算法的信道迹线。再次,发射功率平衡及天线选择方法两者皆改进SSI及SNDR性能。

[0166] 本发明的另一实施例使用发射功率平衡与天线选择算法的组合。在此方法中,提供最大自相关系数的额外天线被移除,且对于剩余额外天线应用常规天线选择算法。举例来说,图52展示具有4个客户端的DIDO系统的SER及SSI的CDF。当系统经历发射功率不平衡时,DIDO  $6 \times 4$ 的性能显著降级。通过移除产生大的自相关系数的BTS,如DIDO  $5 \times 4$ 的SER曲线所示,系统性能得以显著改进。

[0167] 最后,图53展示已被选择用于发射的BTS及其相对使用率的统计数据。最后的曲线图展示具有发射功率平衡及天线选择的DIDO  $5 \times 4$ 具有BTS1的零使用率,因为所述BTS已由于高自相关值而被移除。

## [0168] 6. 参考文献

[0169] [1]1980年,纽约:Wiley,R.A.Monziano及T.W.Miller,适应性阵列的介绍(Introduction to Adaptive Arrays)。

[0170] [2]2003年7月,IEEE Trans.Wireless Comm.,第2卷,第773页到786页,K.K.Wong,R.D.Murch及K.B.Letaief的“A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems”;

[0171] [3]1983年5月,IEEE Transactions on Information Theory,第29卷,第3期,第439页到441页,M.Costa的“Writing on dirty paper”。

[0172] [4]2000年11月,Proceedings of International Symposium on Information Theory,Honolulu,Hawaii,U.Erez,S.Shamai (Shitz) 及R.Zamir的“Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference”。

[0173] [5]2003年7月,IEEE Trans.Info.Th.,第49卷,第1691页到1706页,G.Caire及S.Shamai的“On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel”。

[0174] [6]1971年3月,Electronics Letters,第138页到139页,M.Tomlinson的“New automatic equalizer employing modulo arithmetic”。

[0175] [7]Transactions of the Institute of Electronic,H.Miyakawa及H.Harashima的“A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference”

[0176] [8]2000年3月,IEEE Trans.Comm.,第48卷,第3期,第502页到513页,D.-S.Shui,G.J.Foschini,M.J.Gans及J.M.Kahn的“Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems”。

[0177] [9]2002年8月,IEEE Jour.Select.Areas in Comm.,第20卷,第6期,第1211页到1226页,J.P.Kermoal,L.Schumacher,K.I.Pedersen,P.E.Mogensen及F.Frederiksen的“A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation”。

[0178] [10]2007年3月,IEEE Trans.on Signal Processing,第55卷,第3期,第1159页到1171页,R.Chen,R.W.Heath,Jr.及J.G.Andrews的“Transmit Selection Diversity for Unitary Precoded Multiuser Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers”。

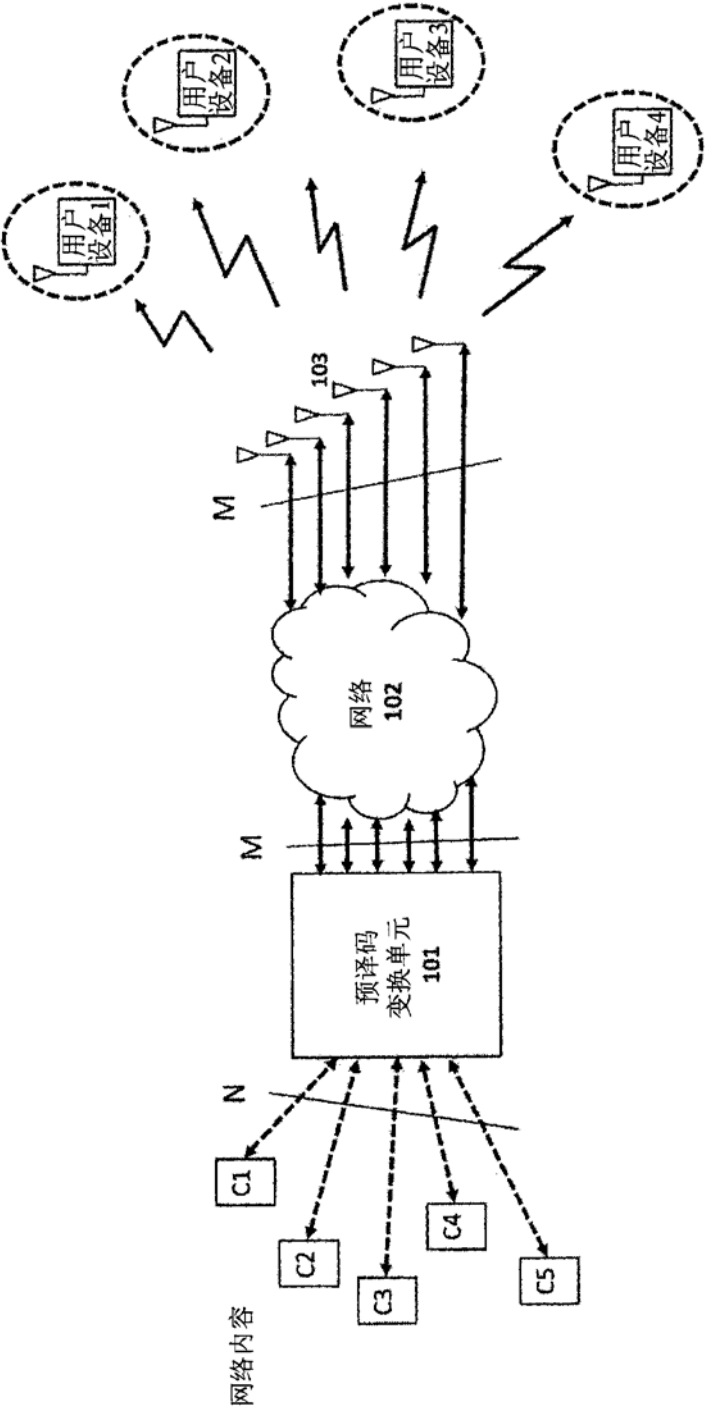


图1

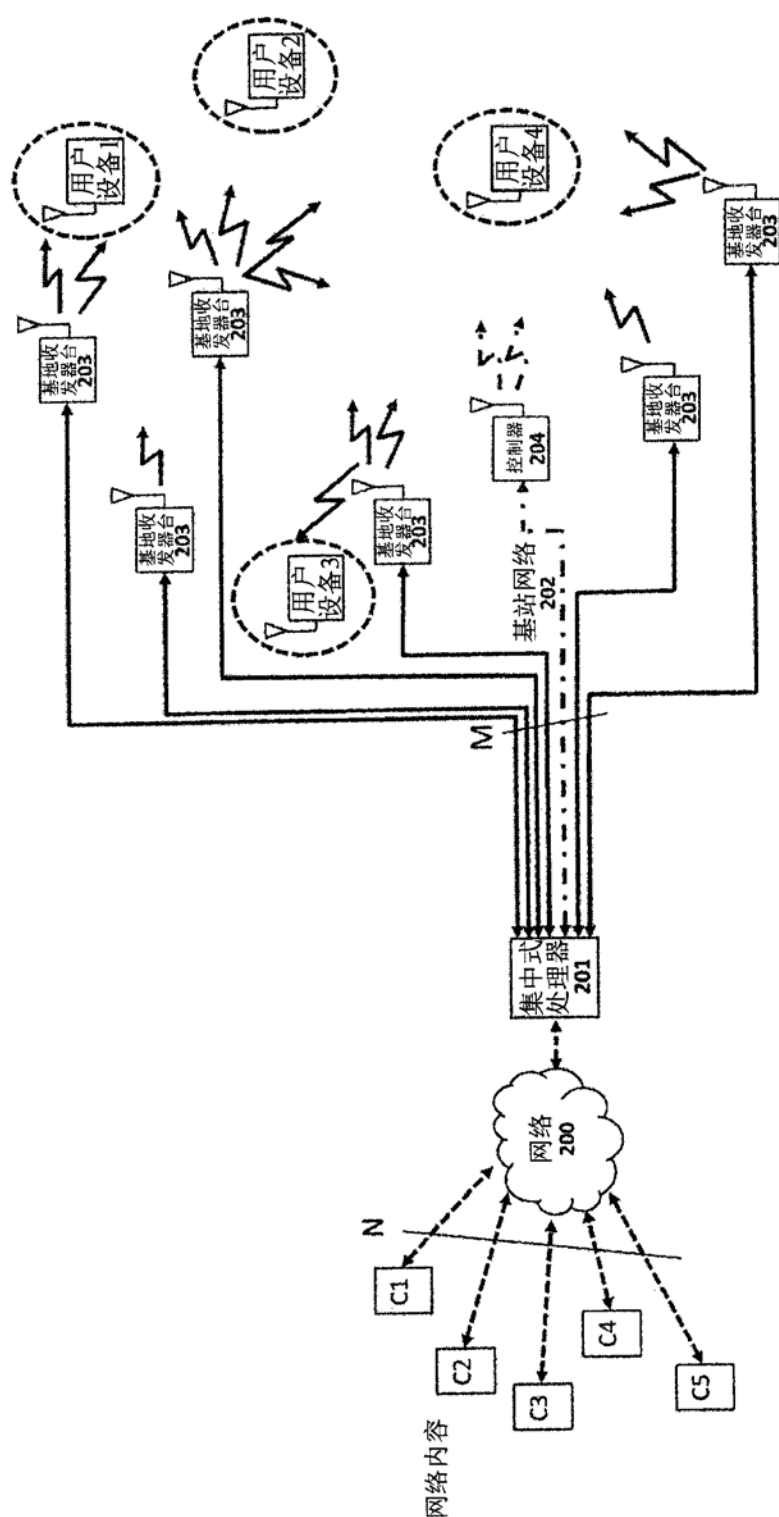


图2

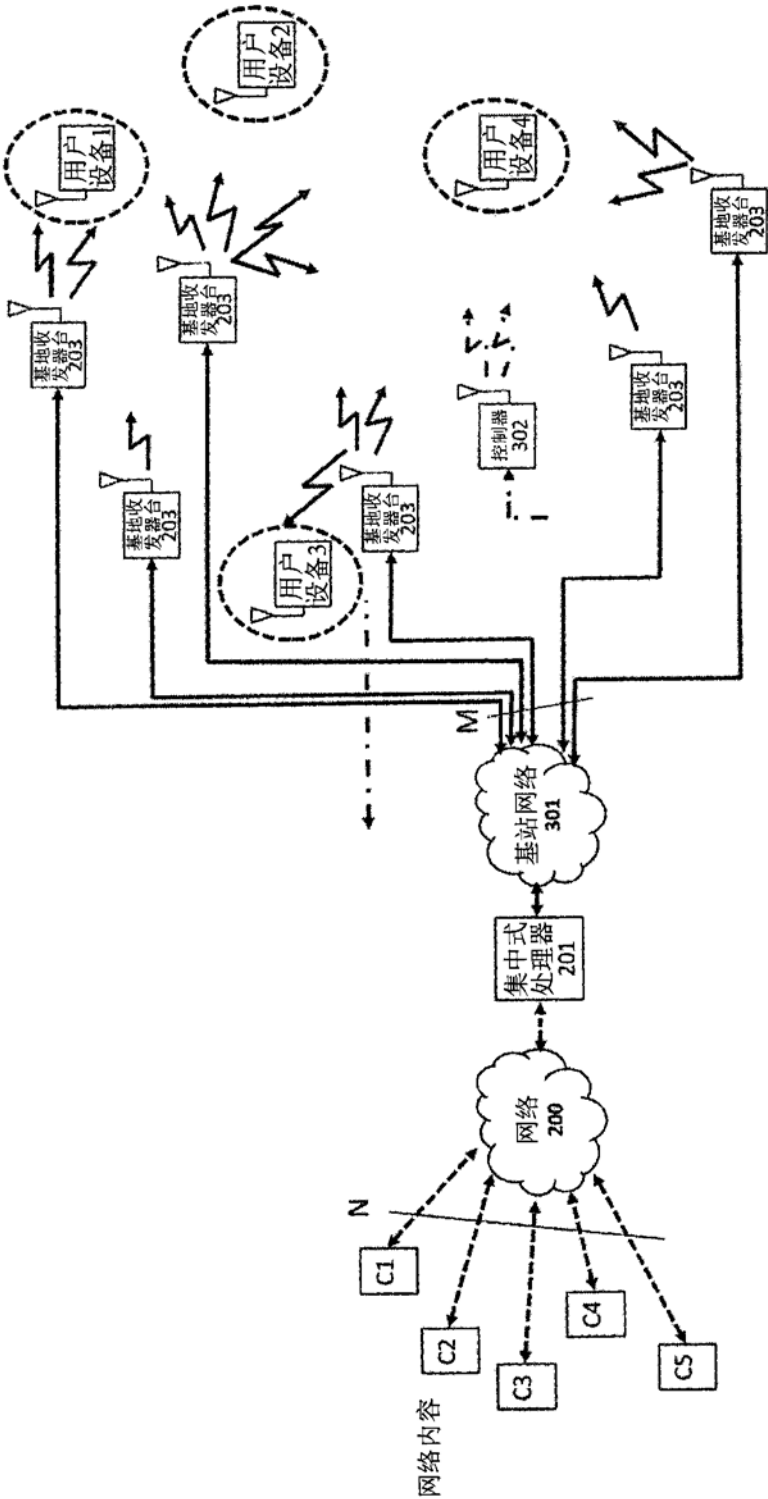


图3

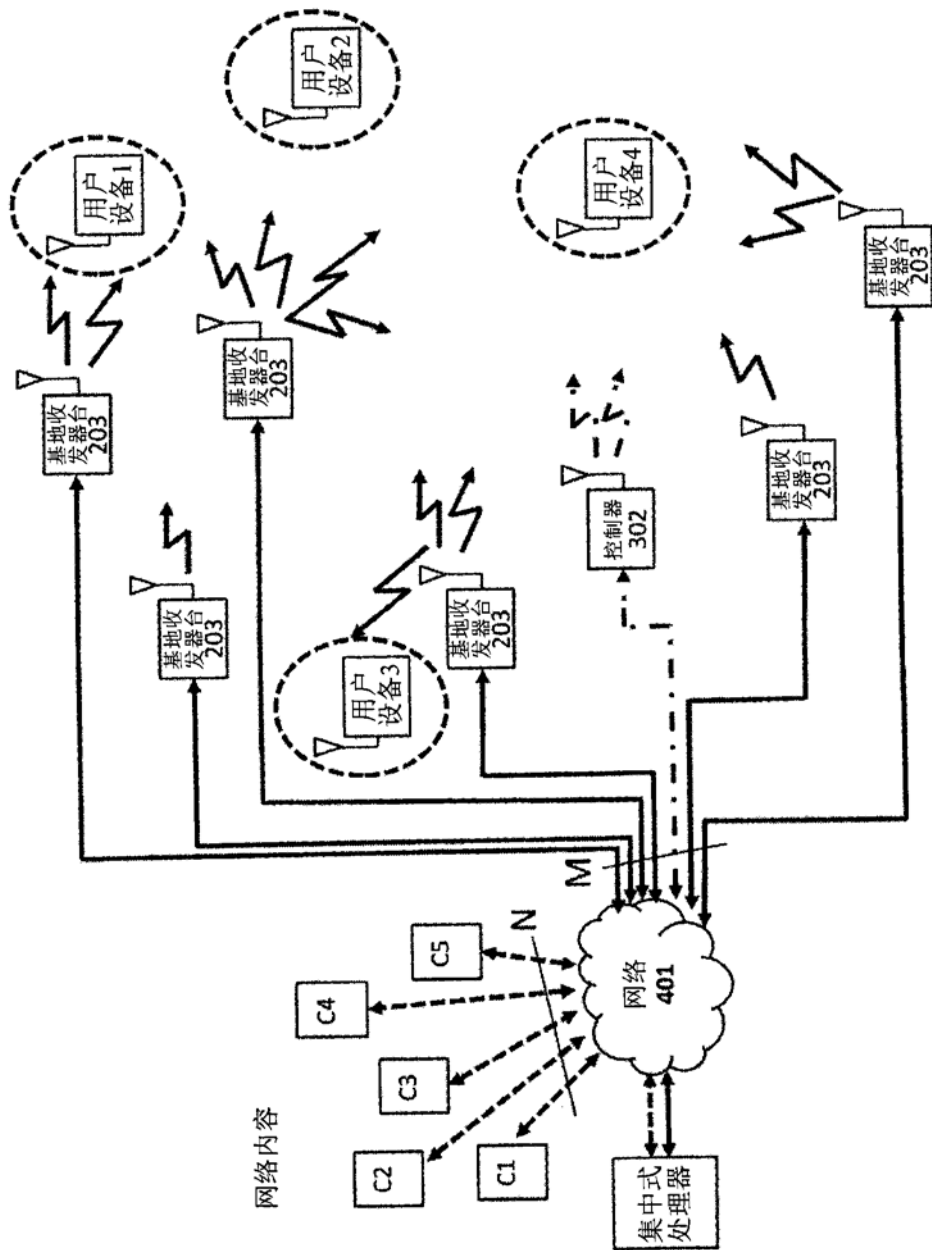
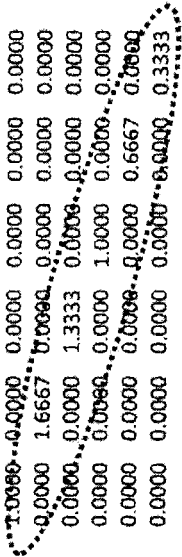


图4

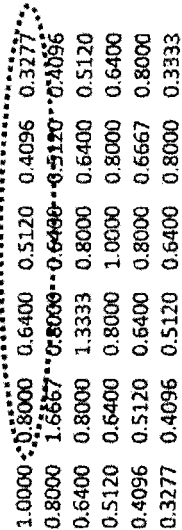
- i.i.d.信道模型(低TX空间相关, 低功率不平衡)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 1$$



- 高交叉相关(高TX空间相关, 低功率不平衡)

$$\rho_c = 0.8, \rho_a = 1$$



- 高自相关(低TX空间相关, 高功率不平衡)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 5.9$$

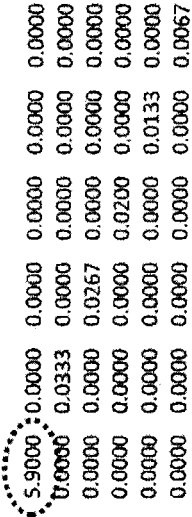


图5

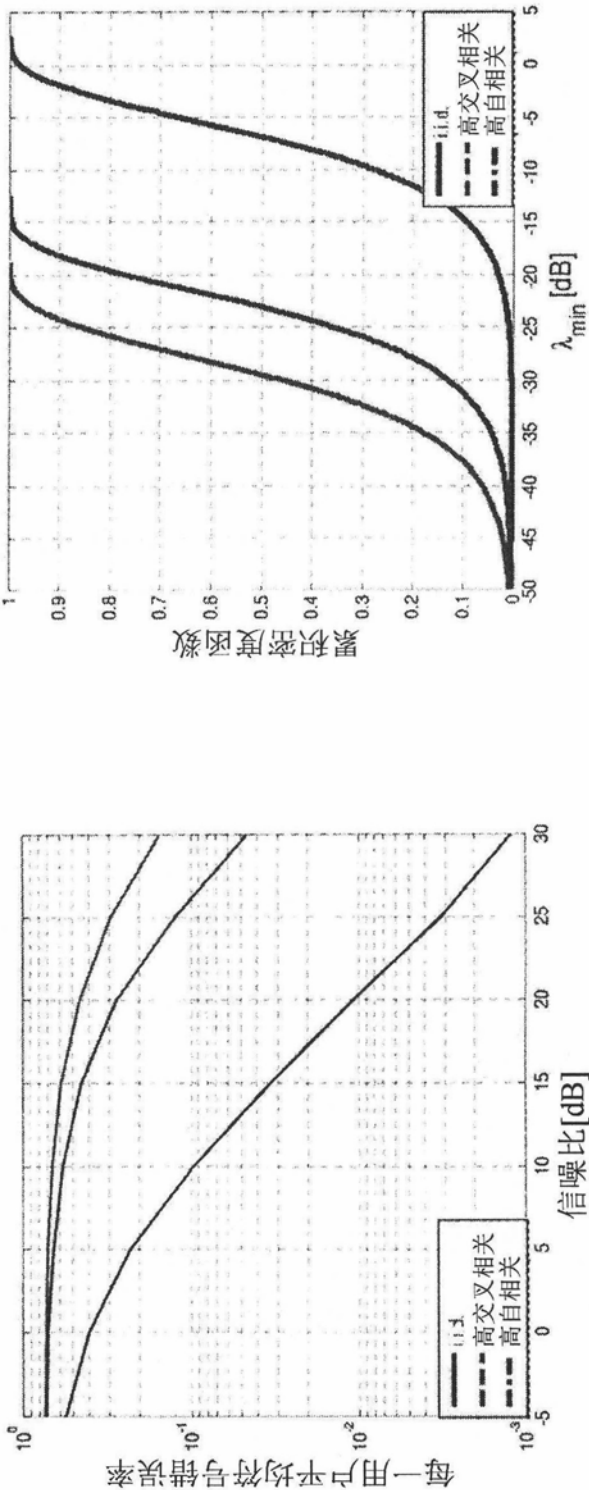


图6



图7



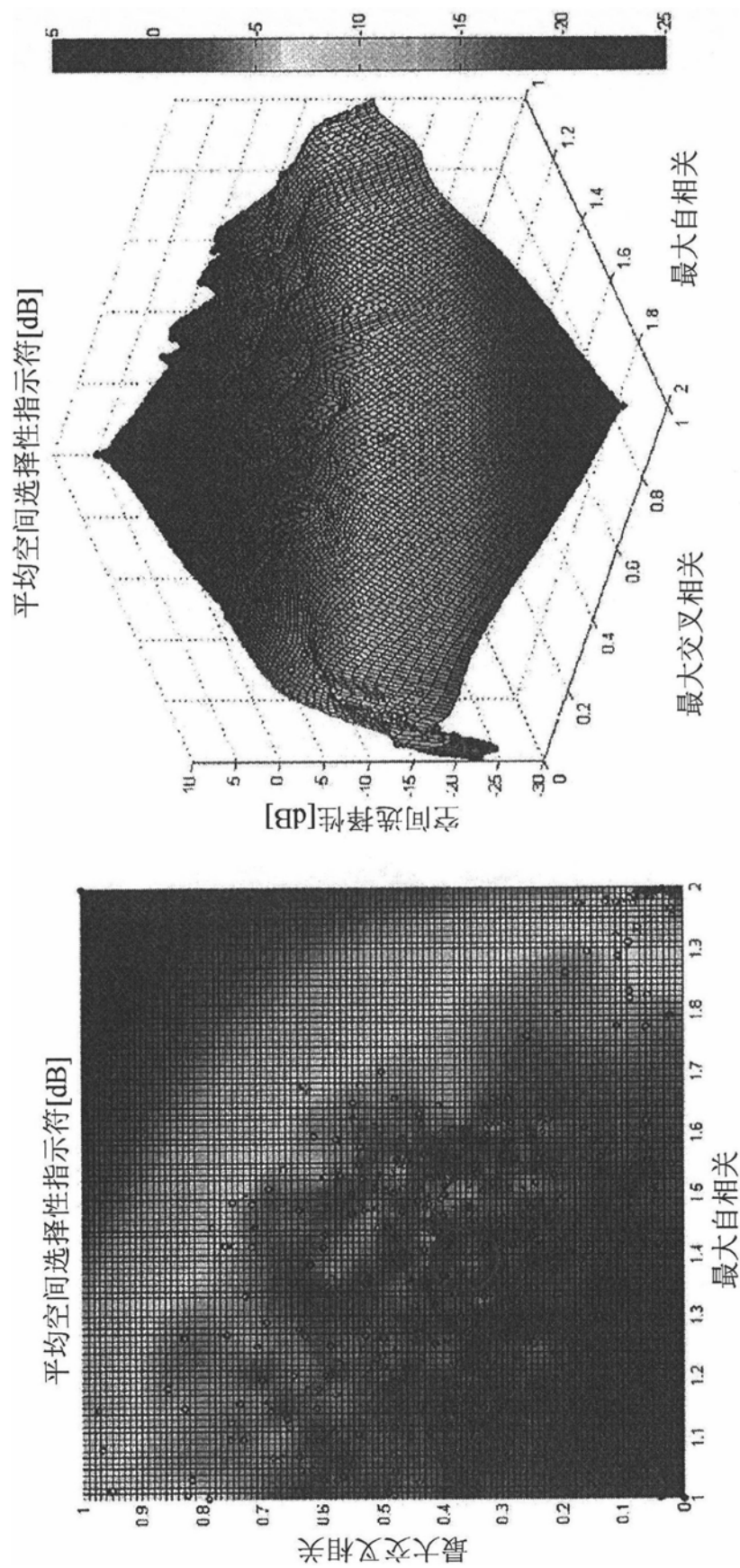


图8

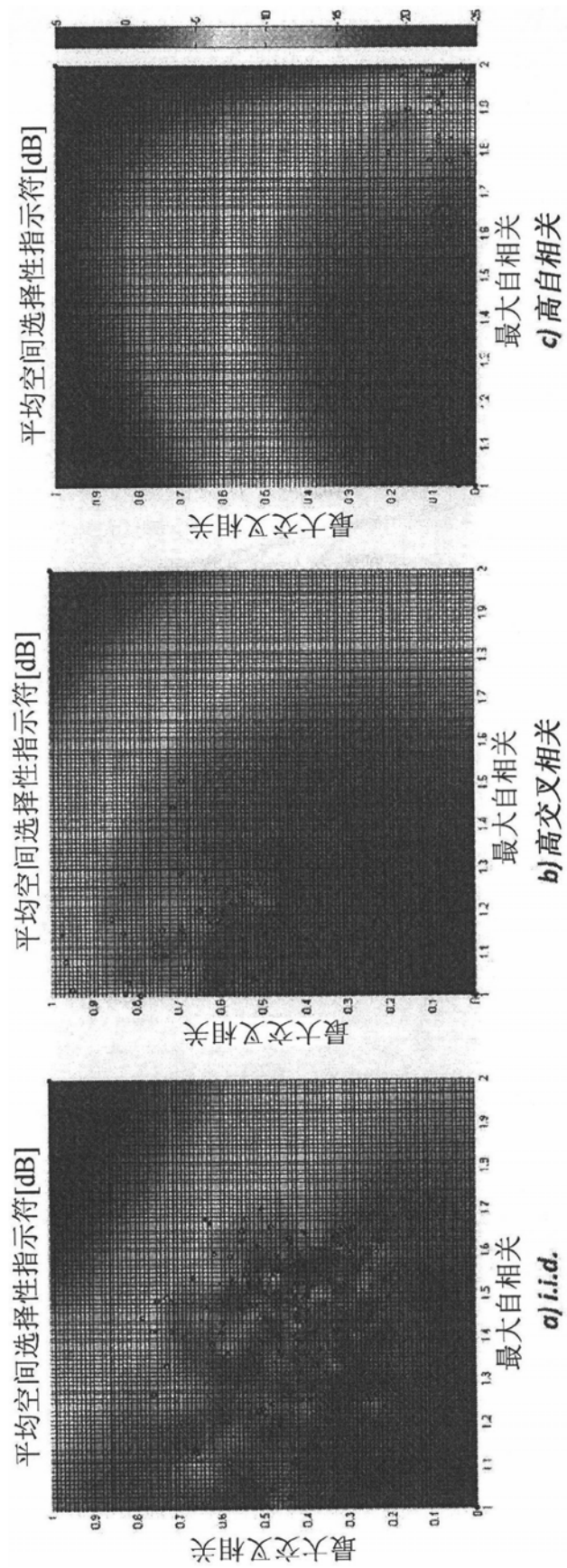


图9

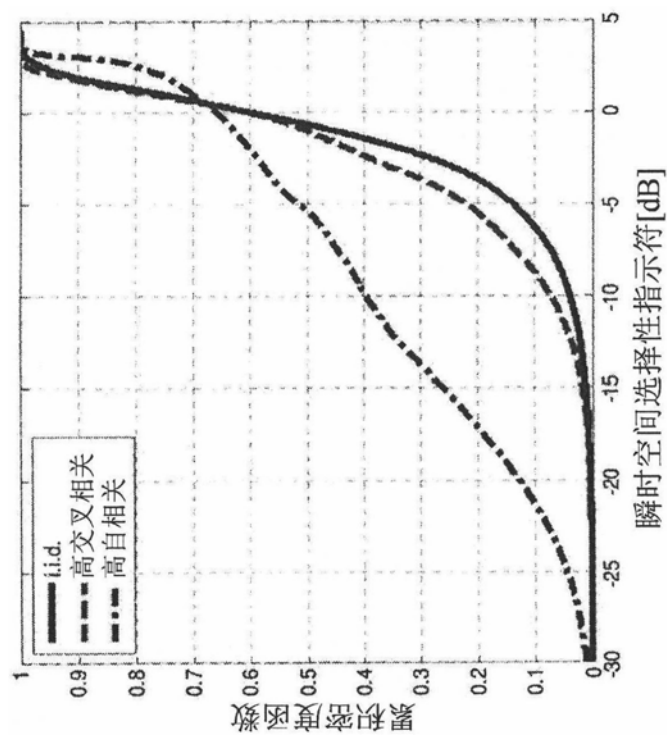


图10

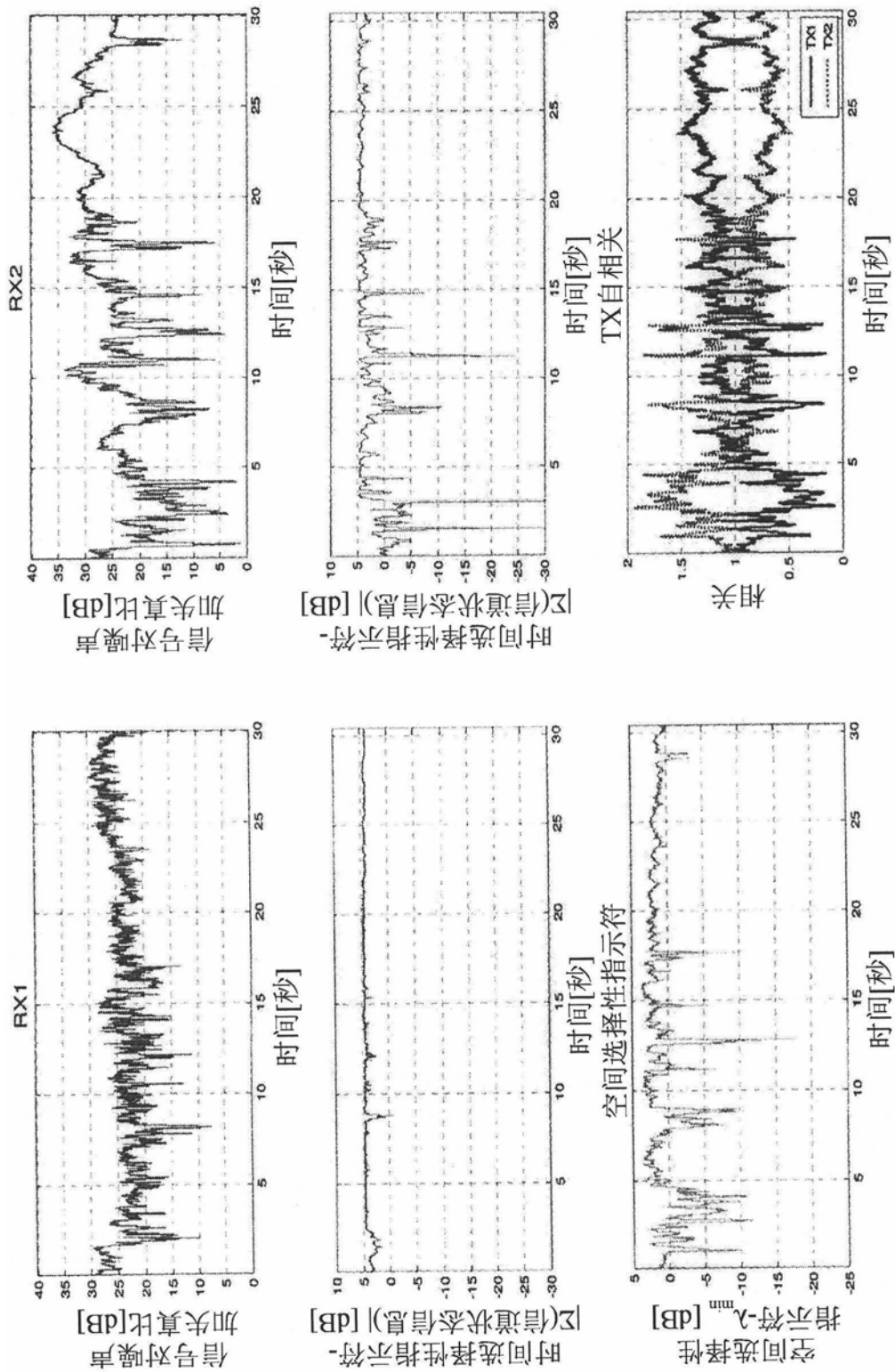


图11

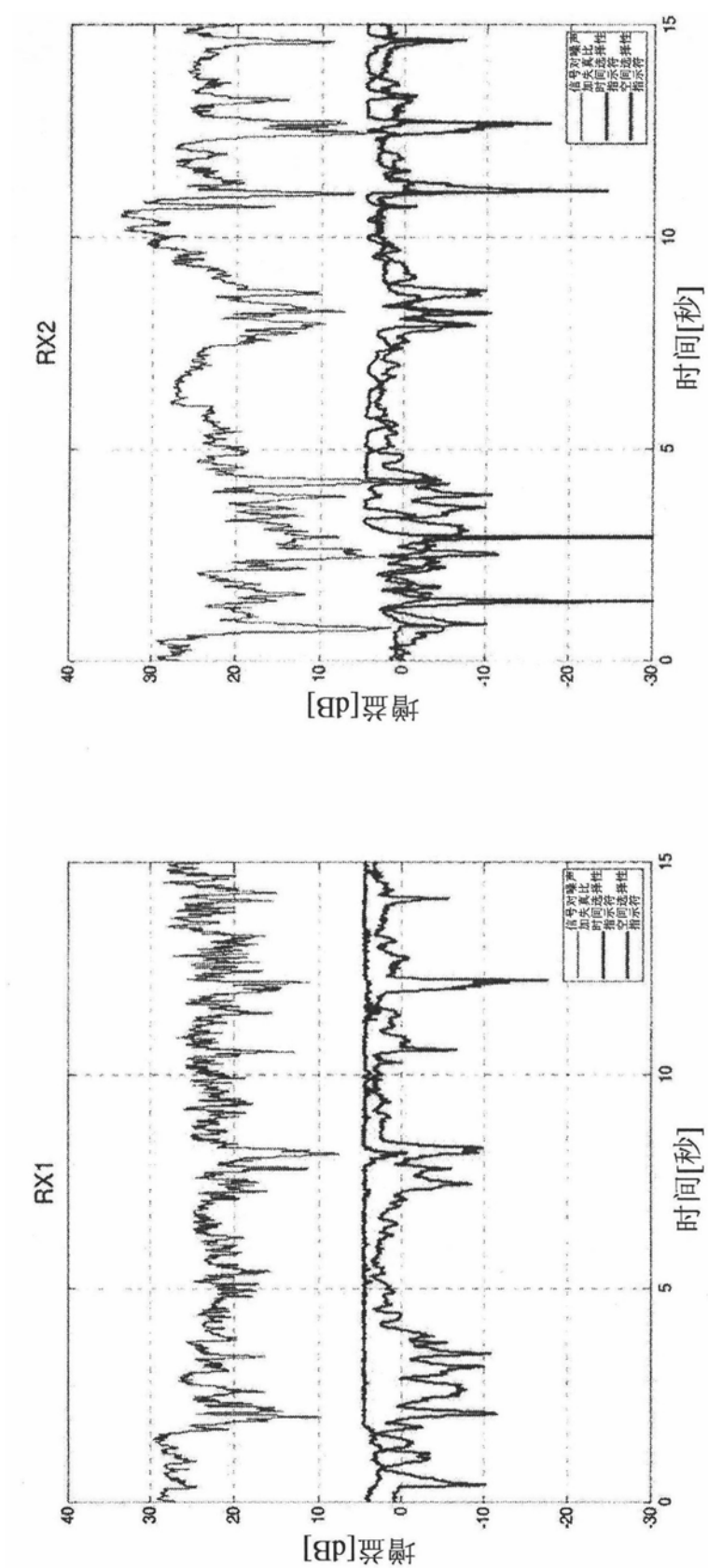


图12

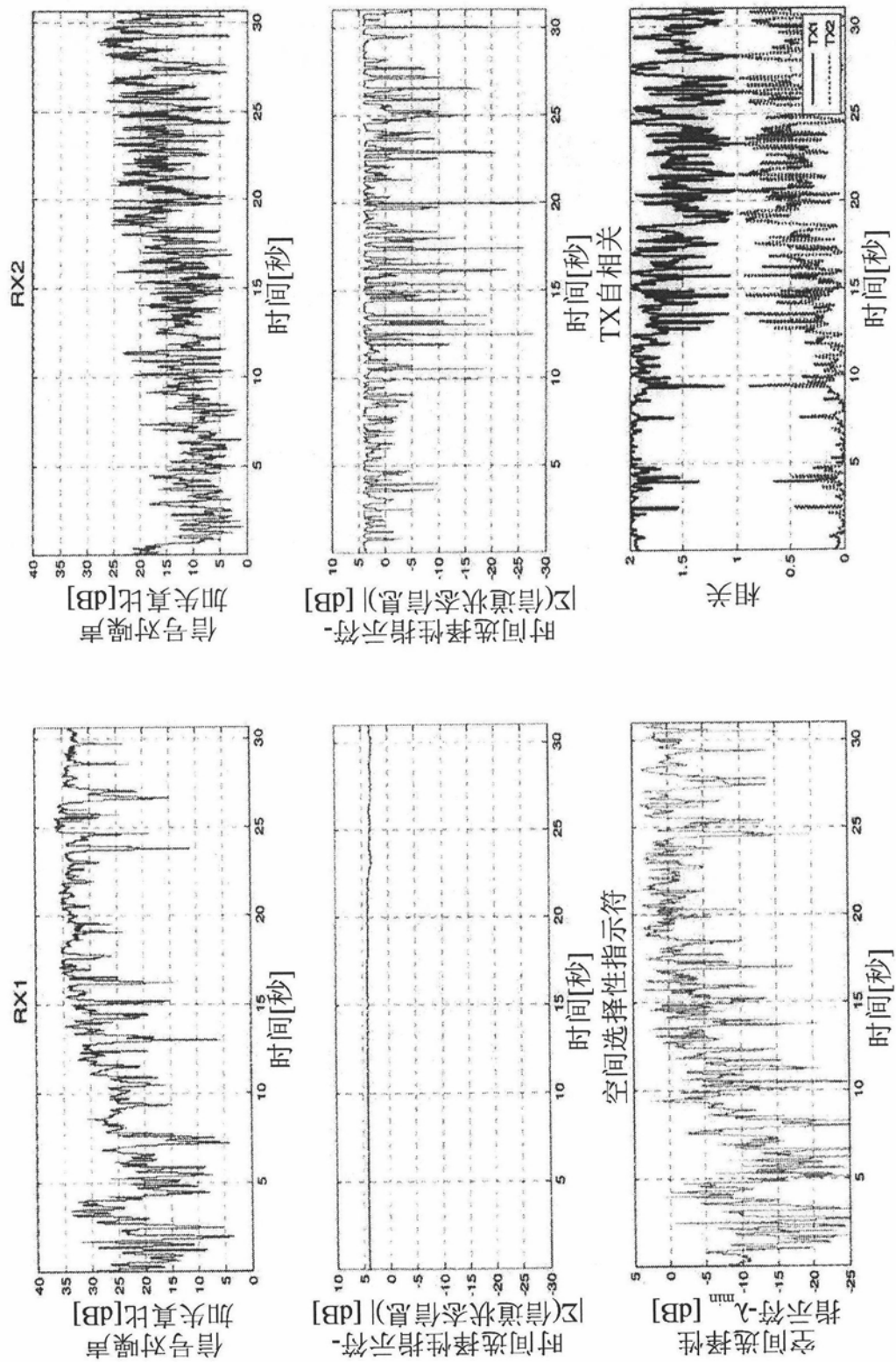


图13

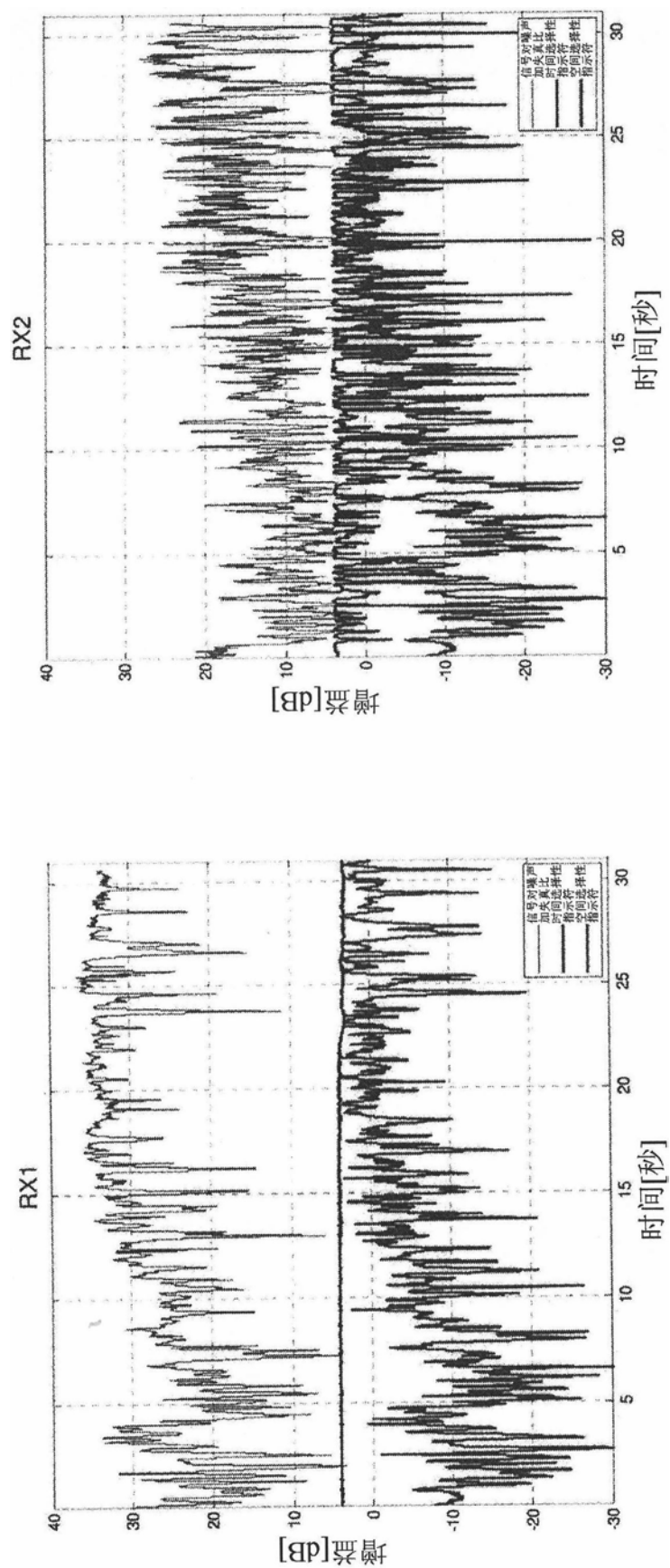


图14

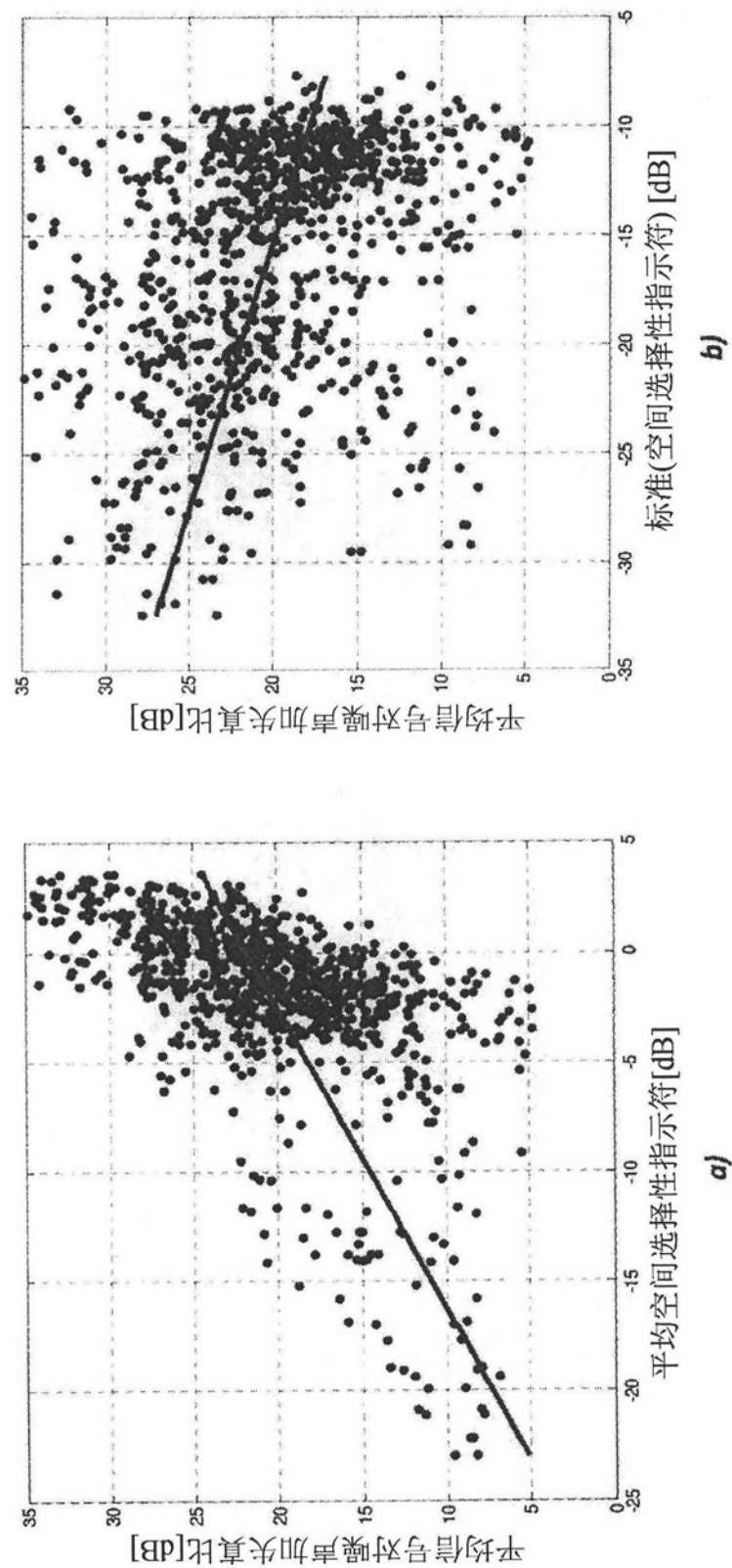


图15



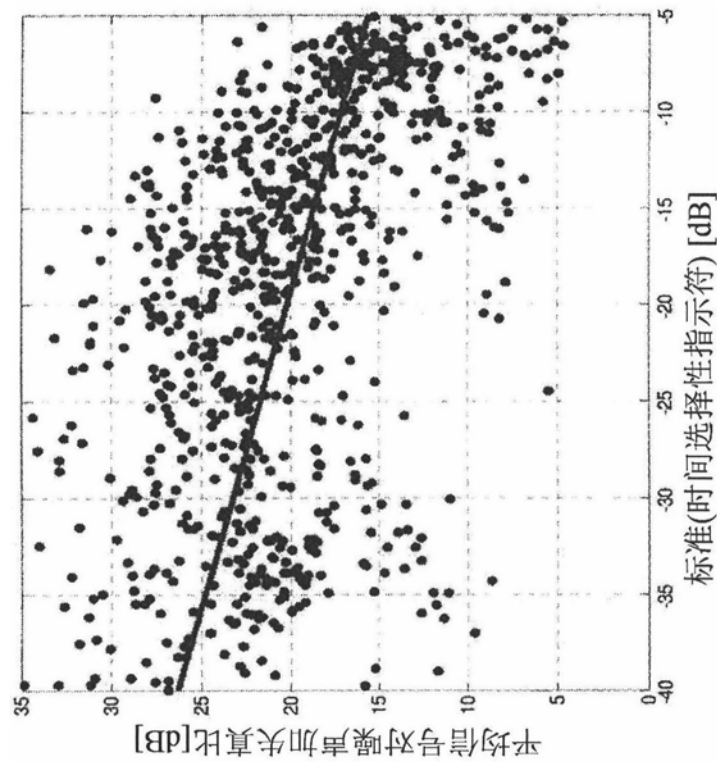


图16

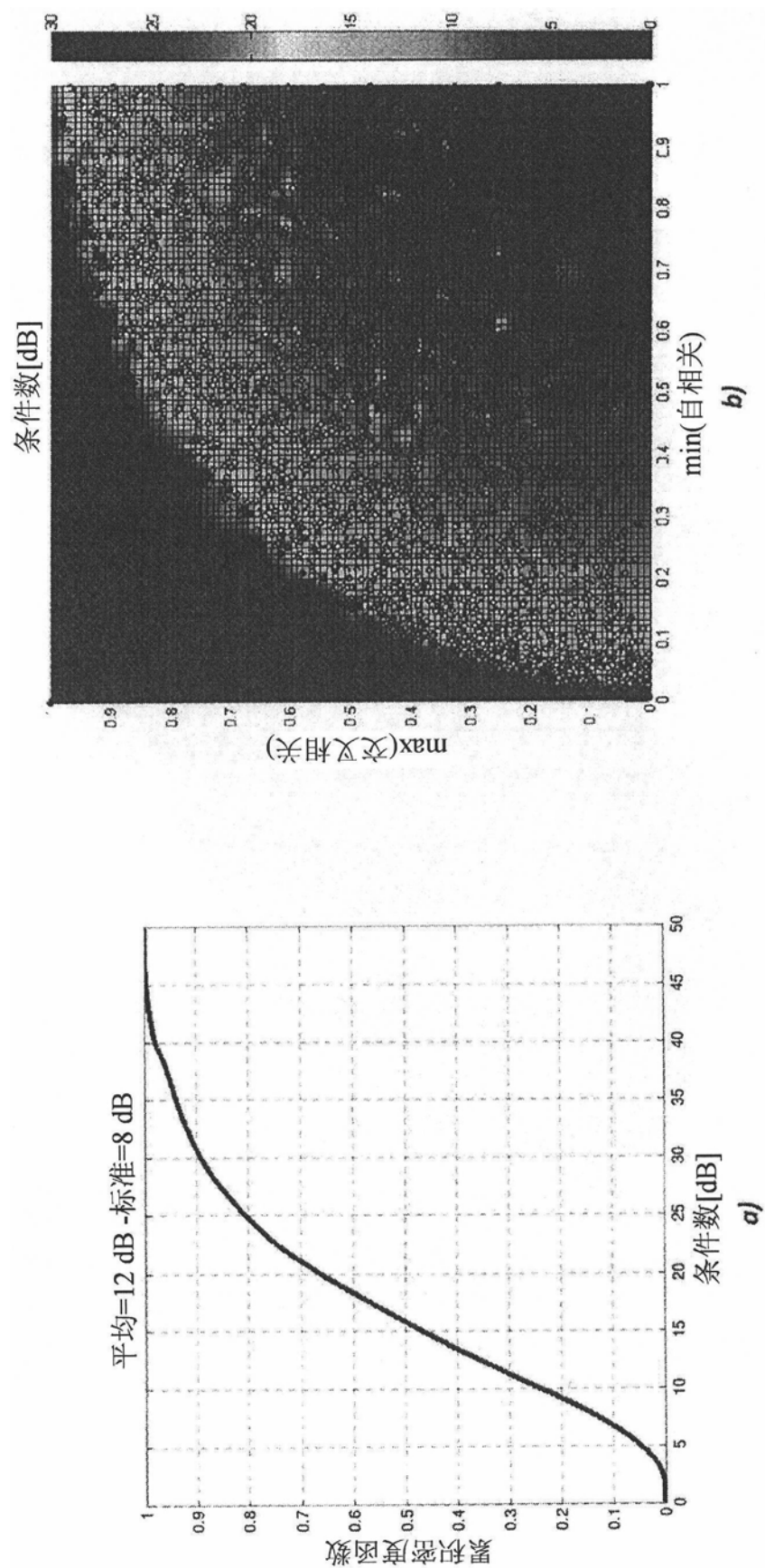


图17

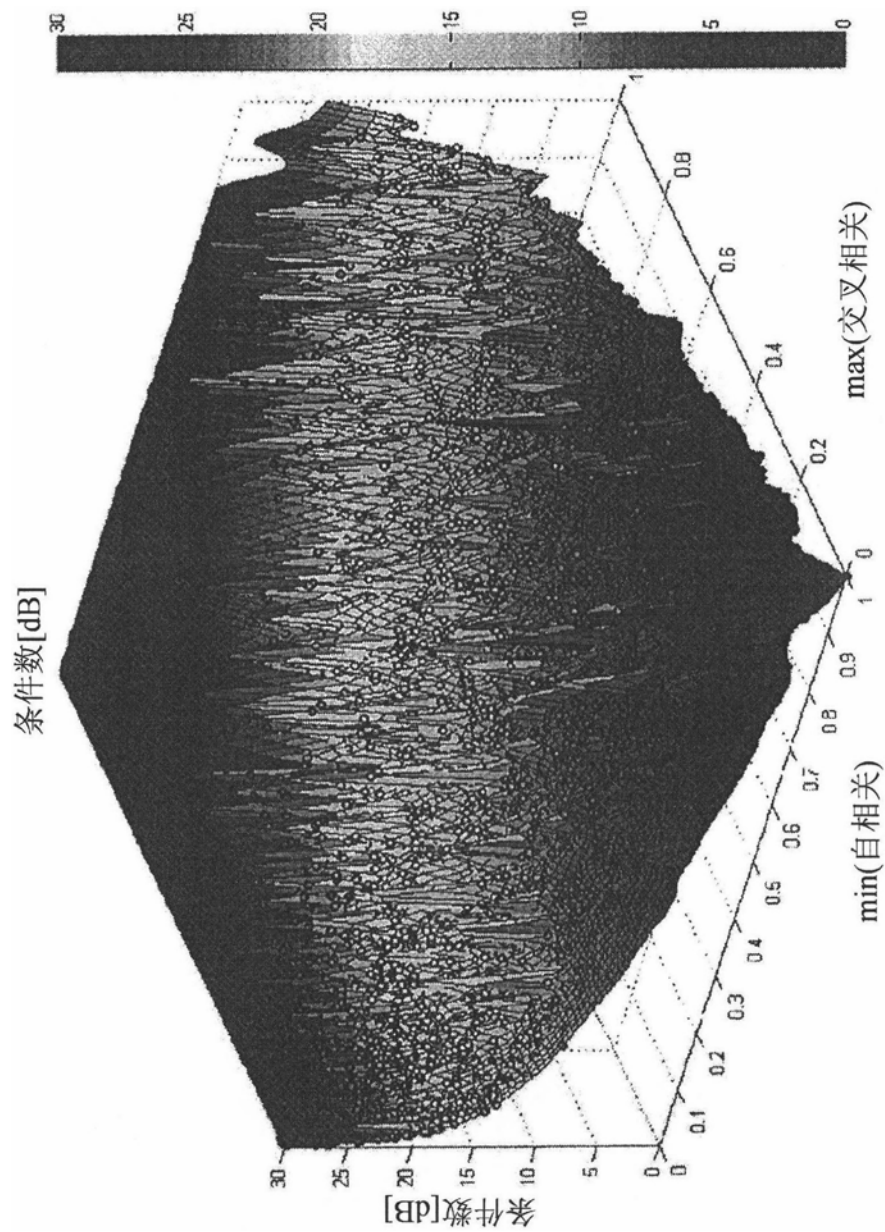


图18

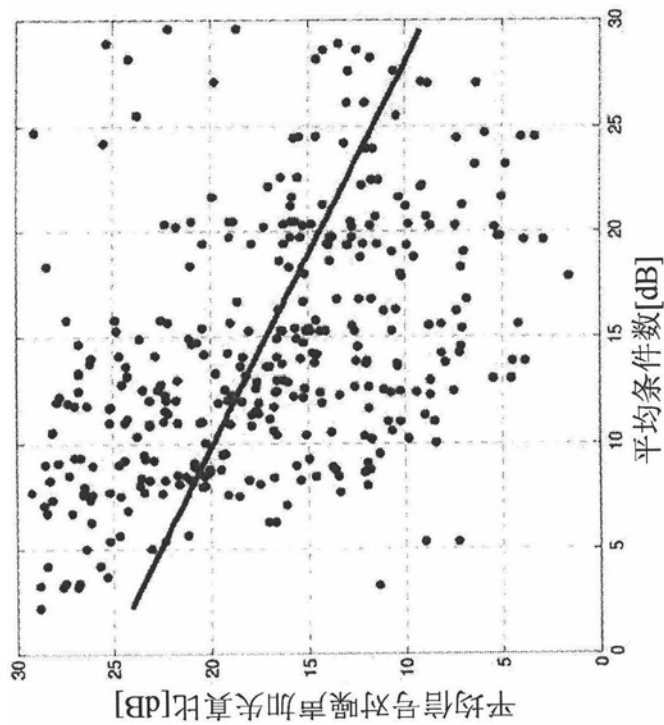


图19

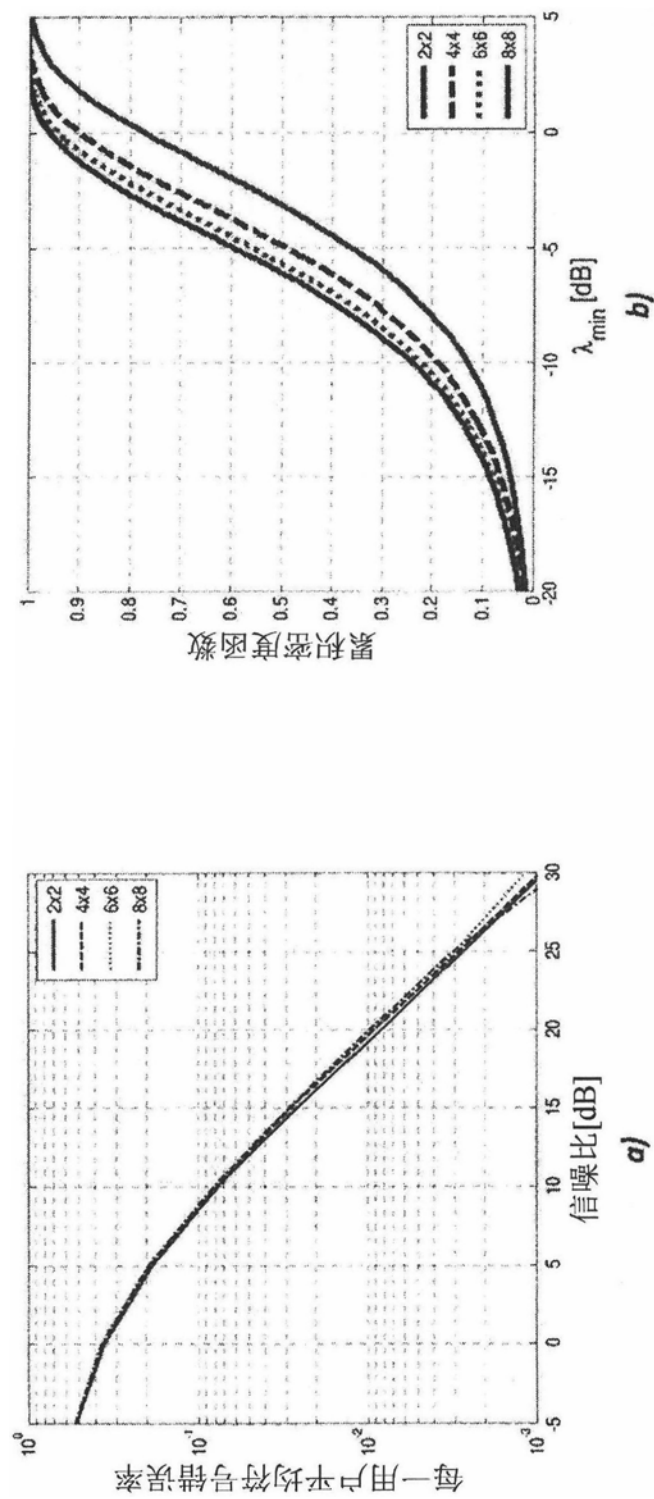


图20

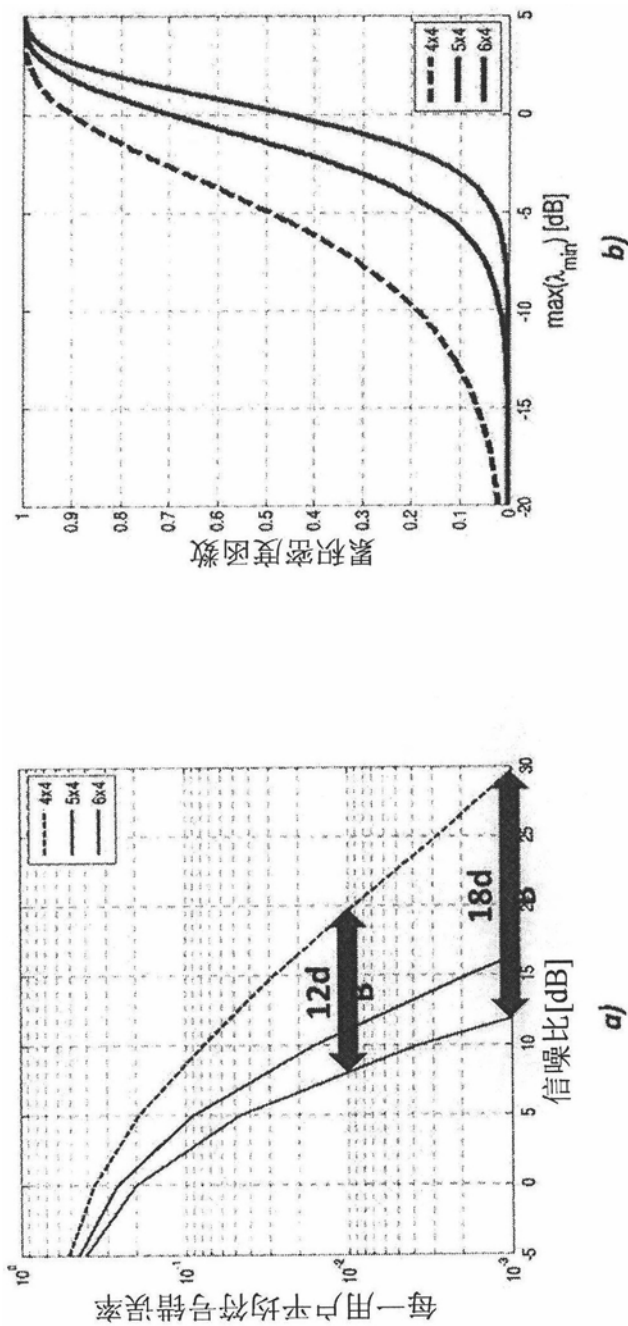


图21

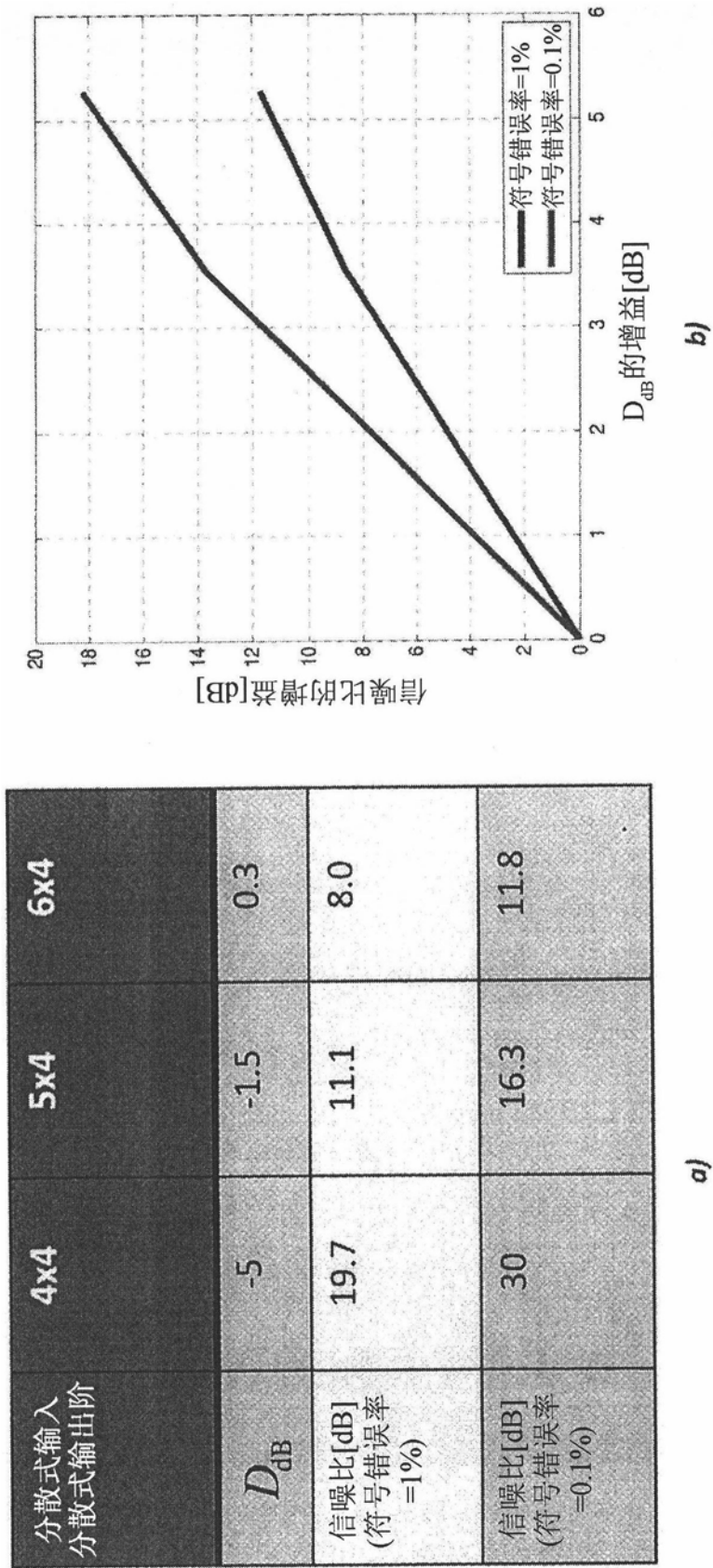


图22

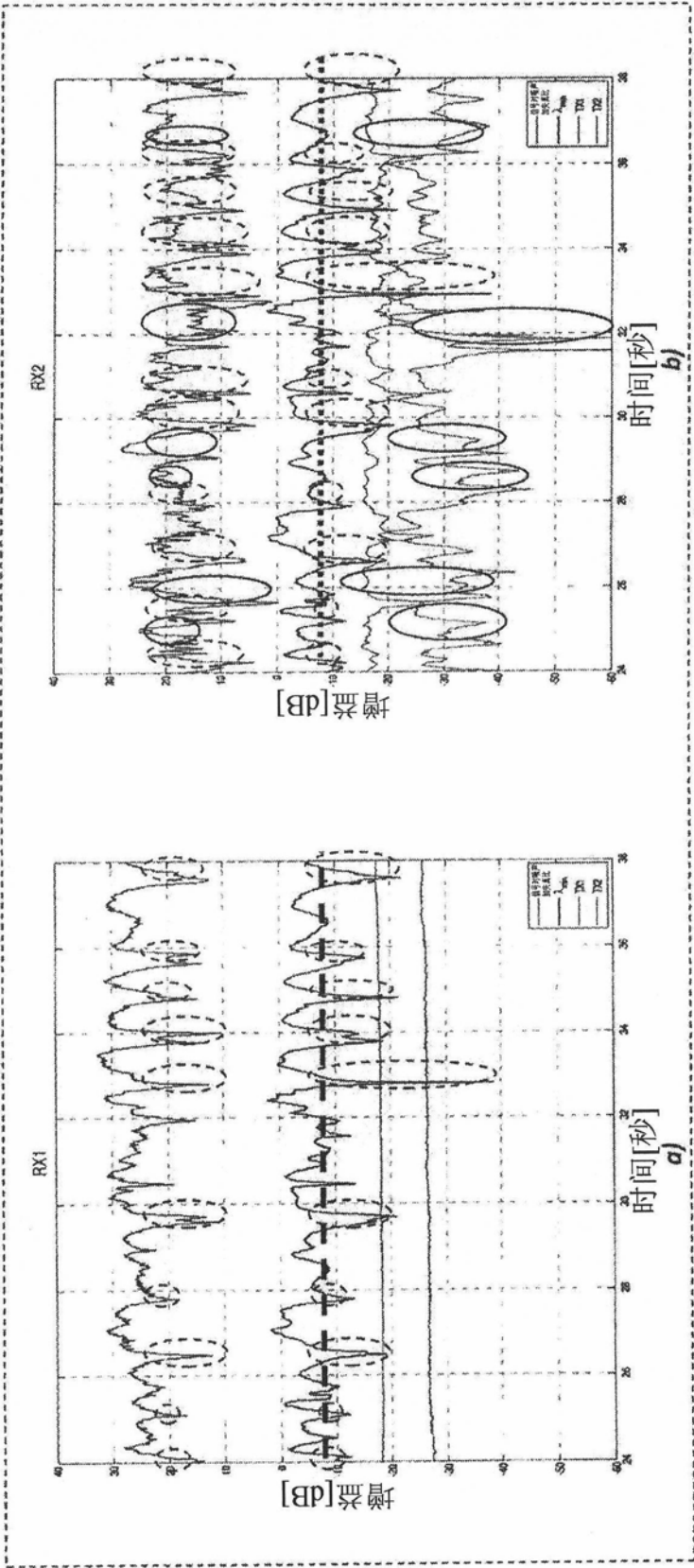


图23



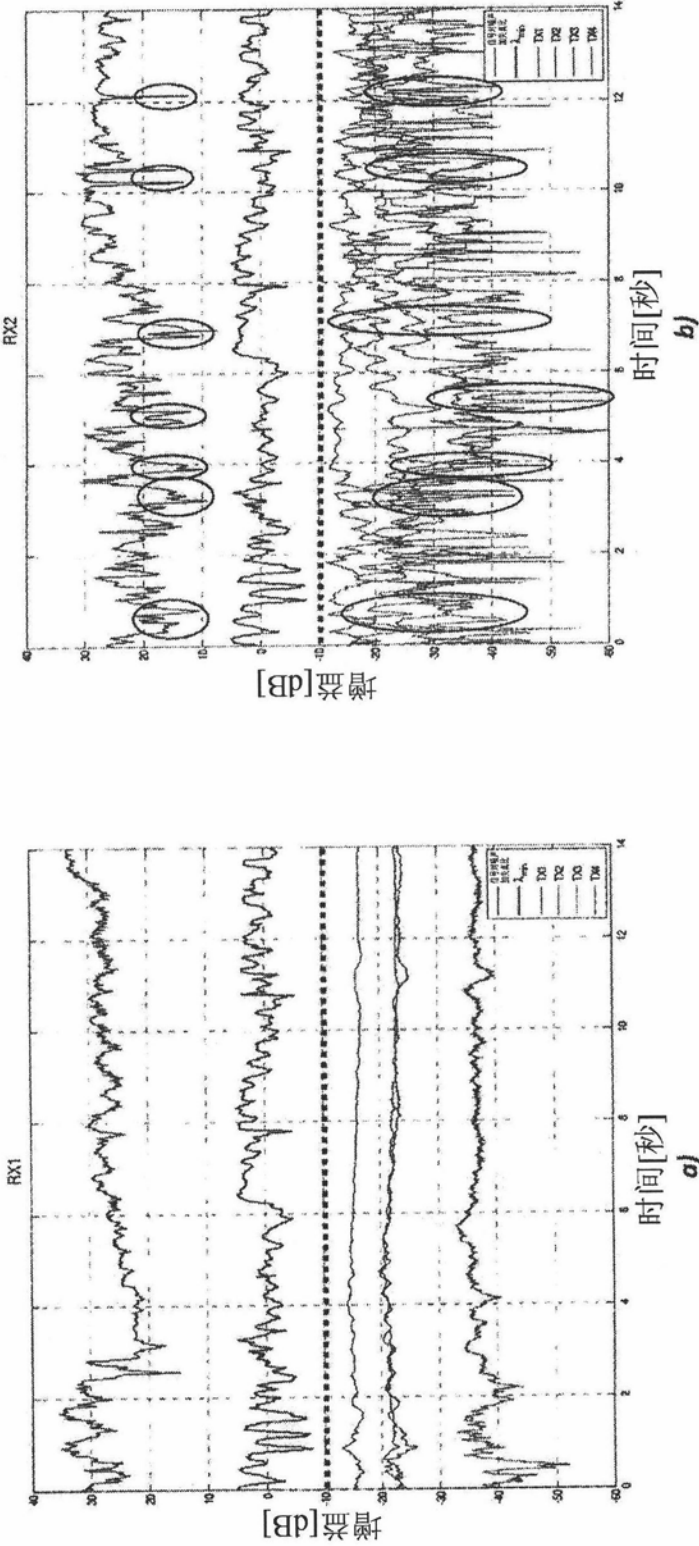


图24

- 具有不同数目的天线集的2x用户设备状况

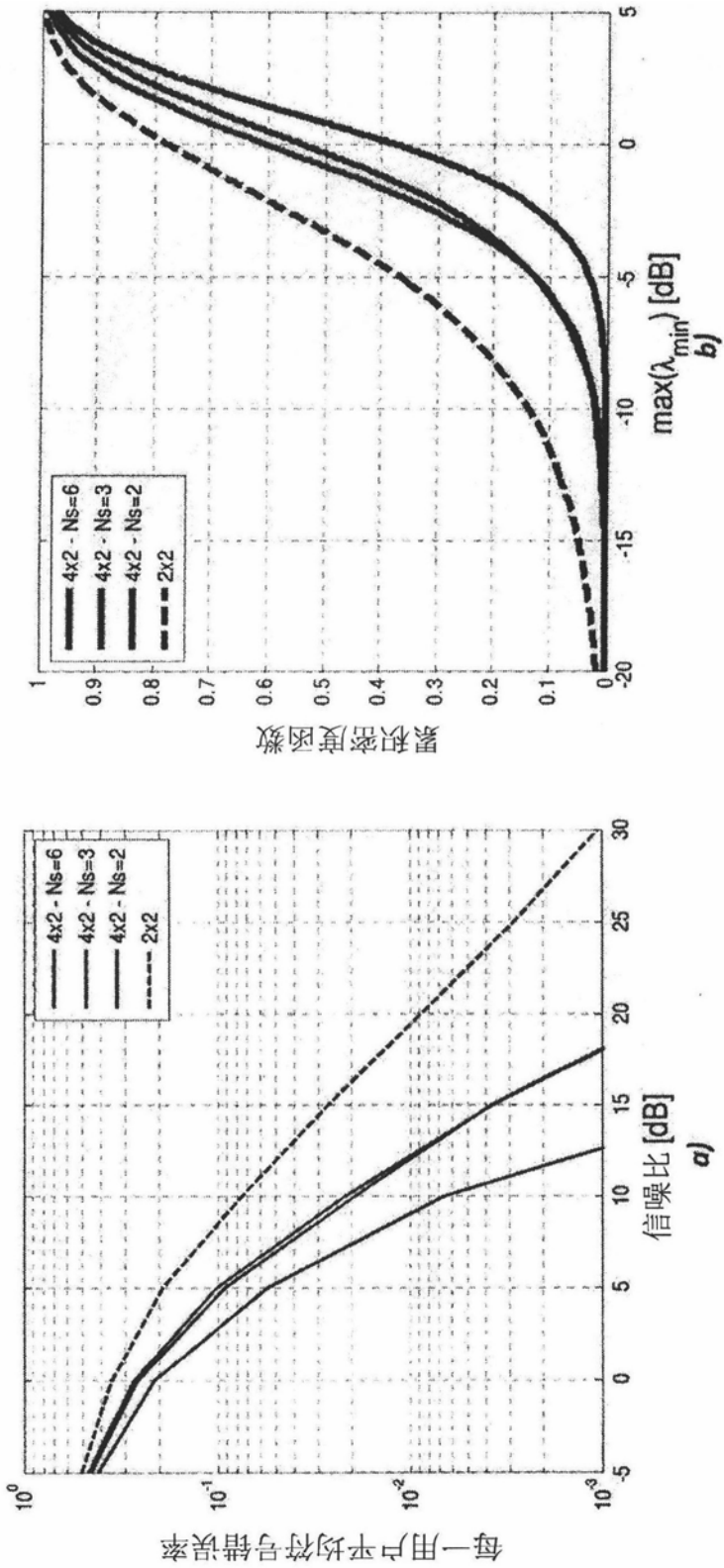


图25

- 具有不同数目的天线集的4x用户设备状况

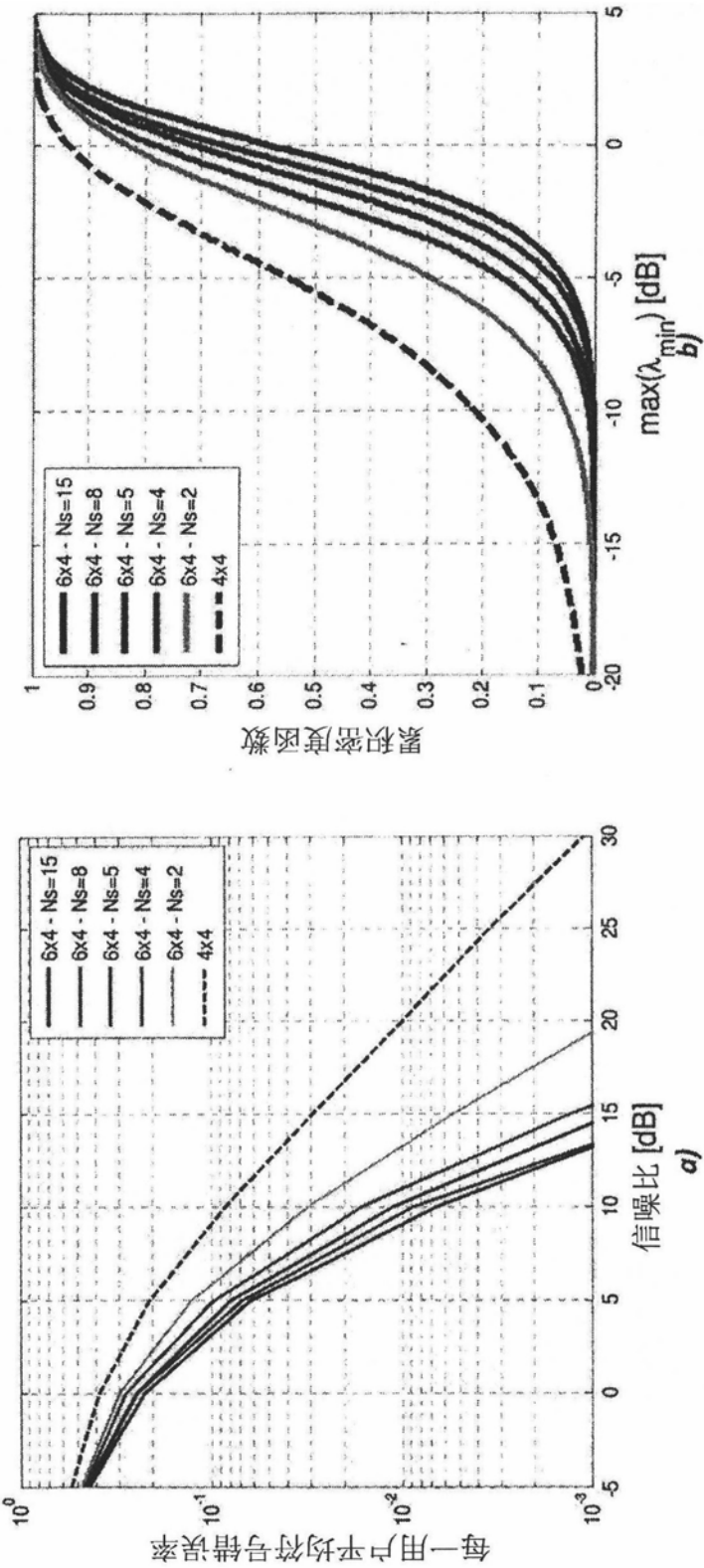


图26

- 具有不同数目的天线集的天线集的6x用户设备状况

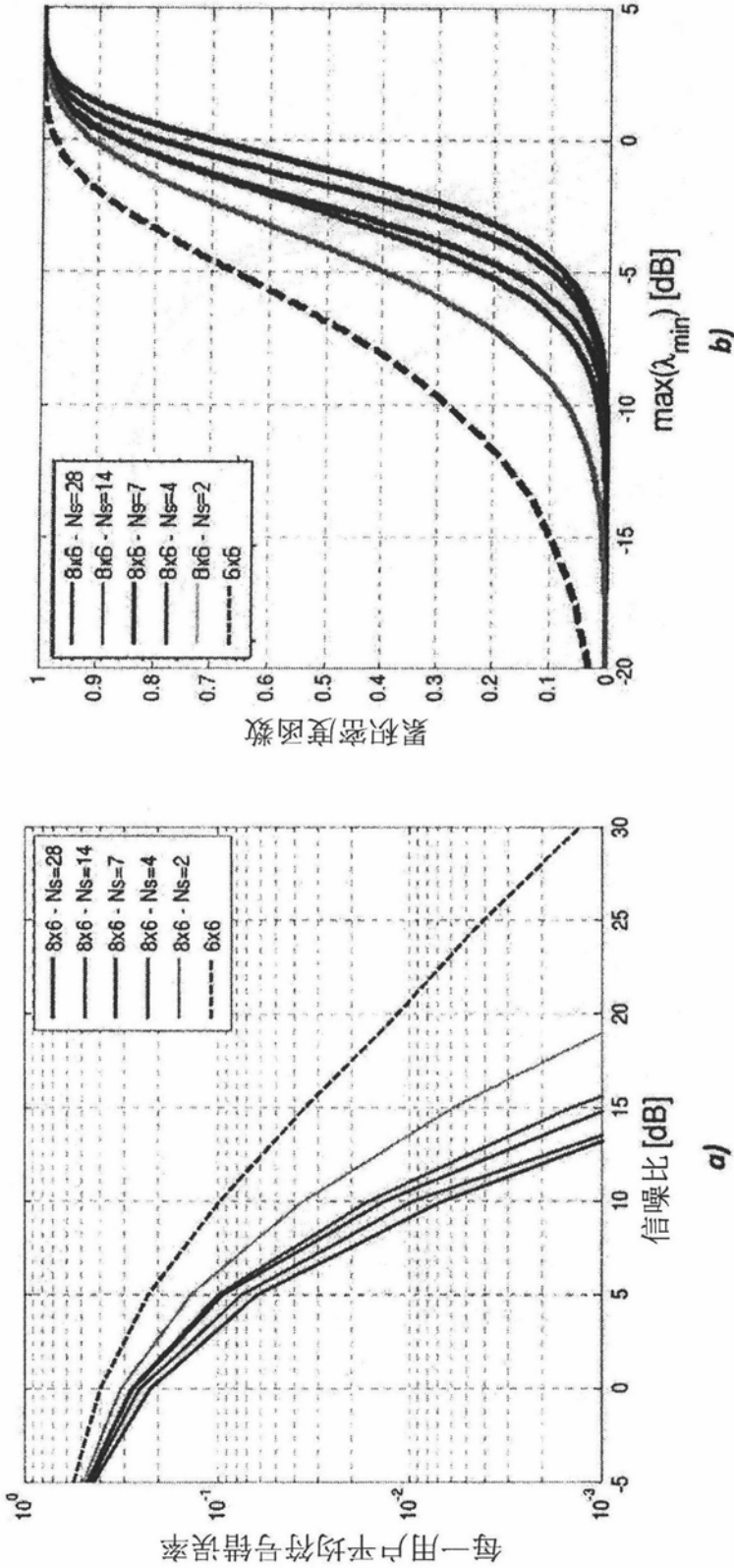


图27

- 具有不同数目的天线集的8x用户设备状况

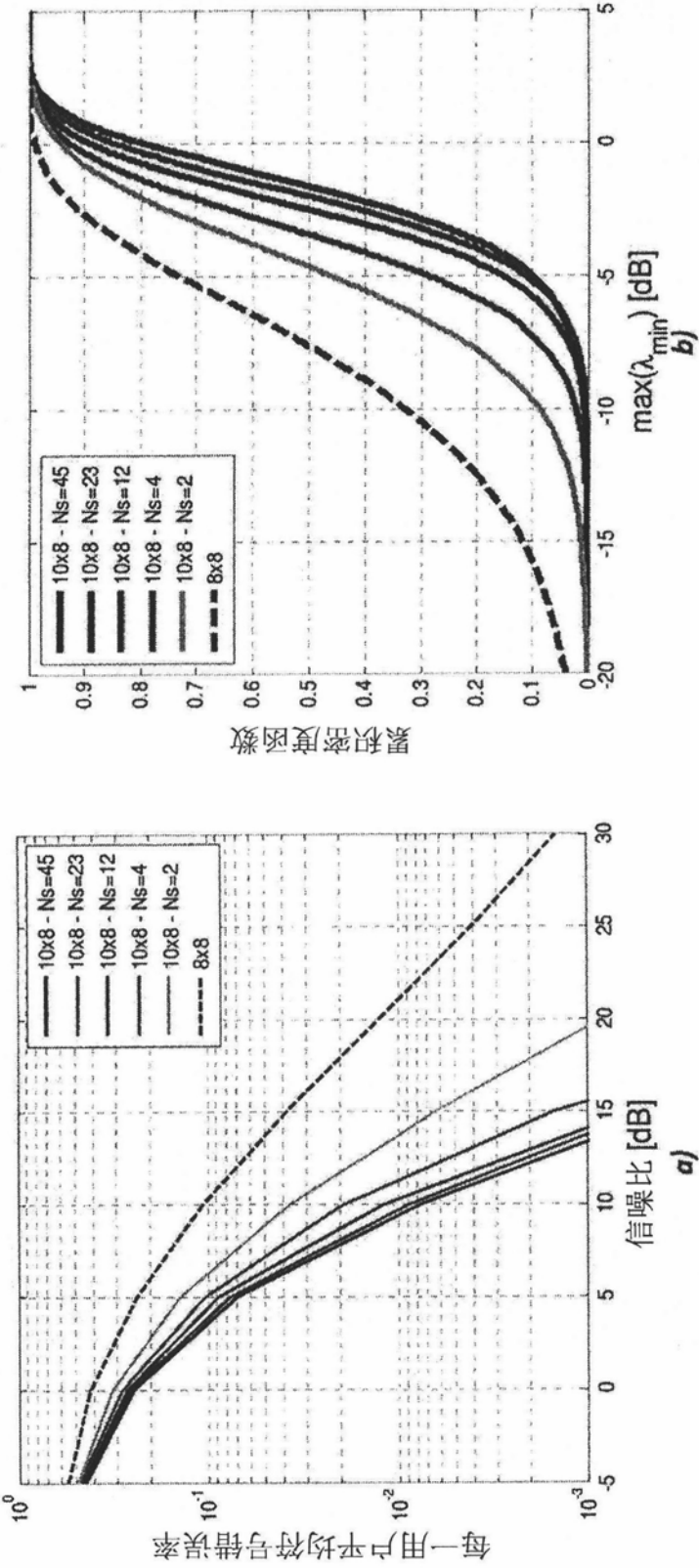


图28

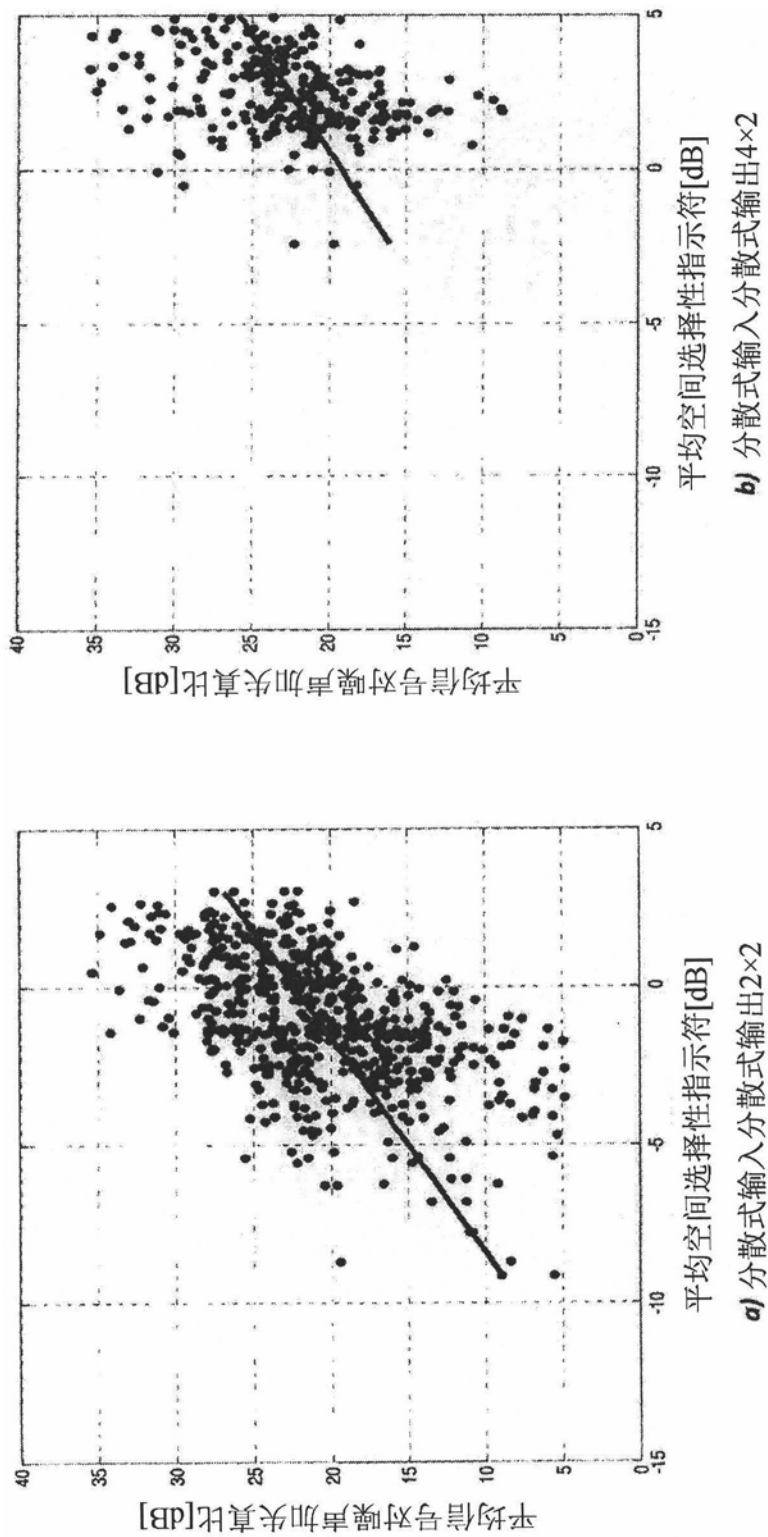


图29

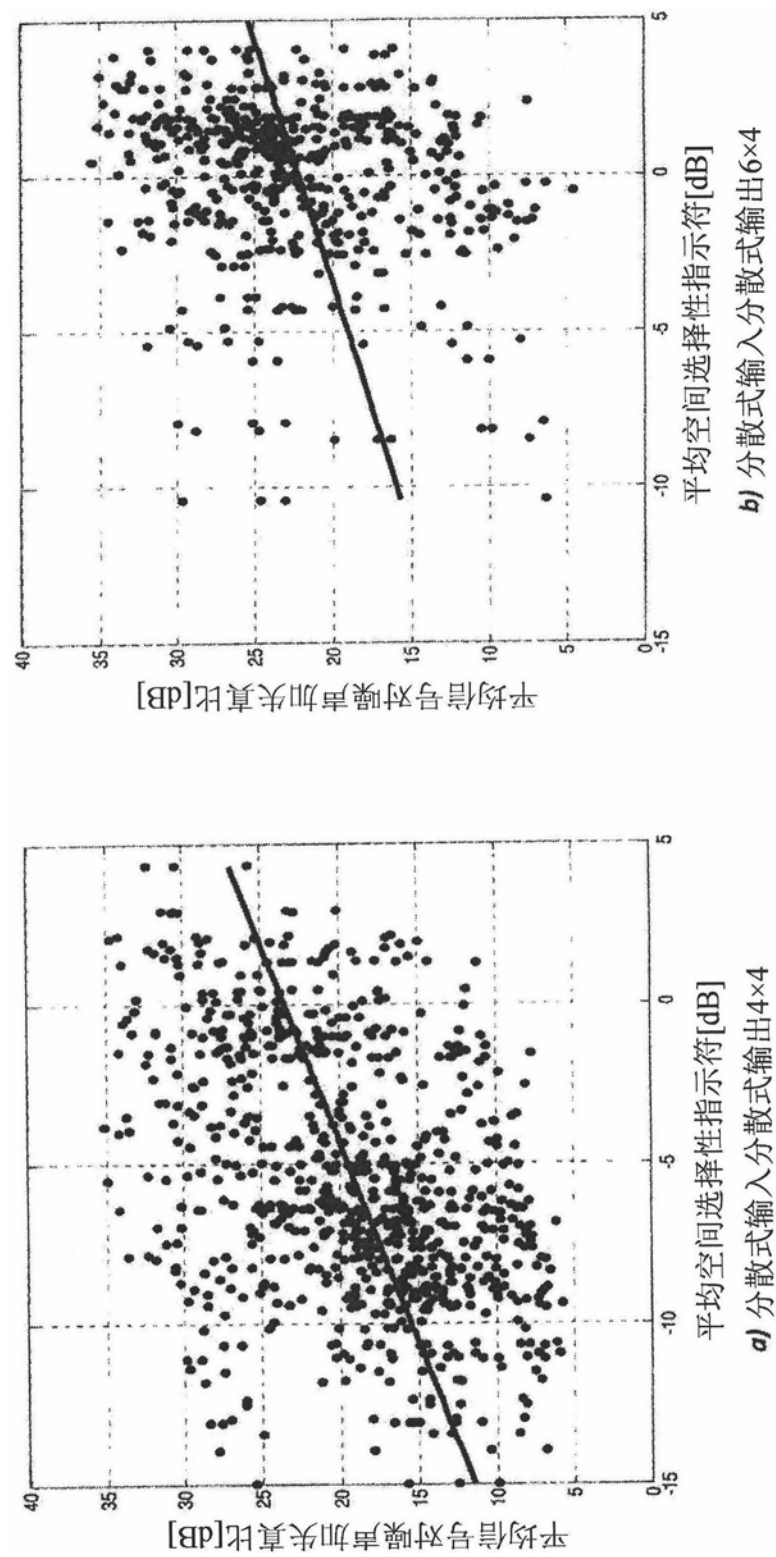


图30

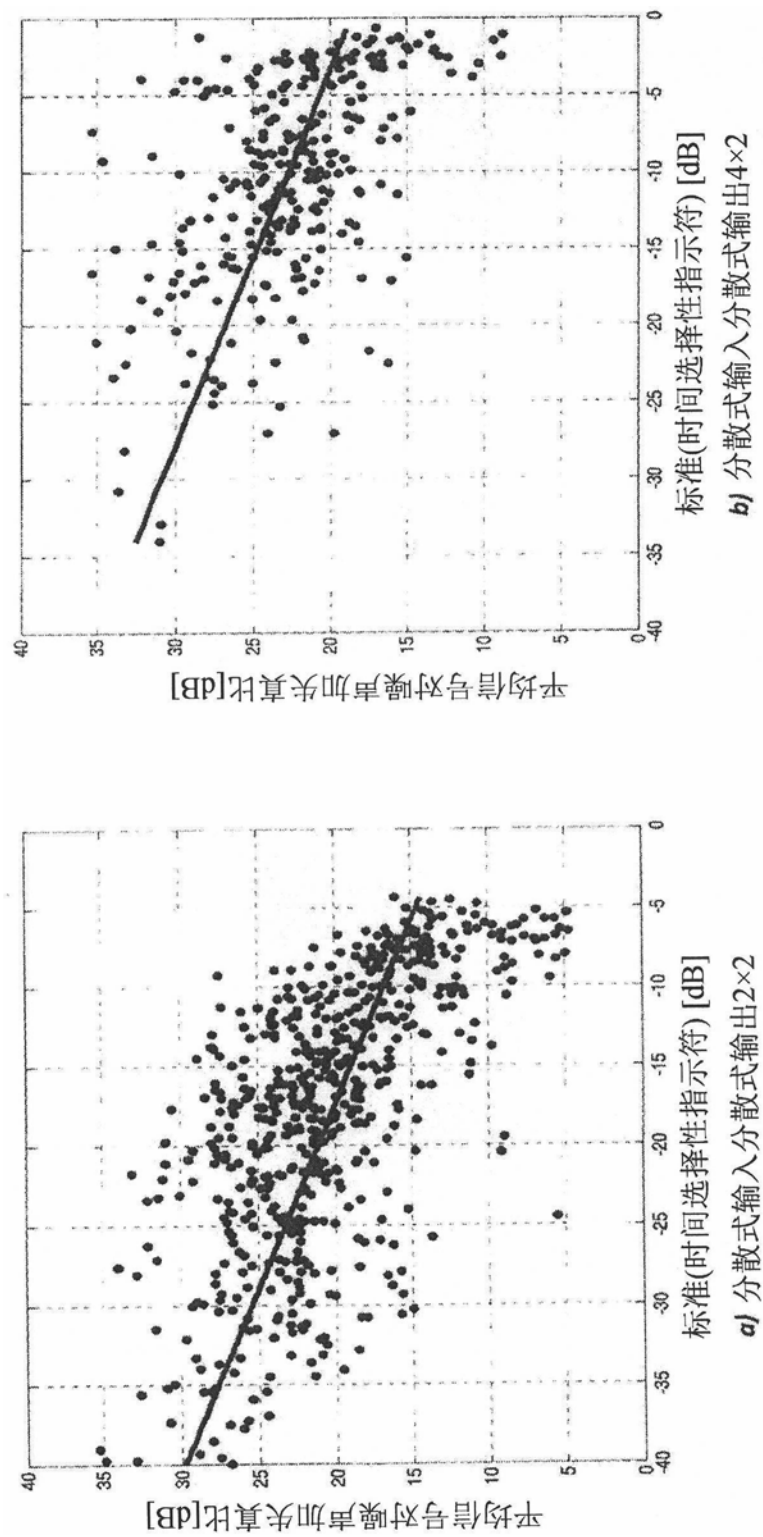


图31



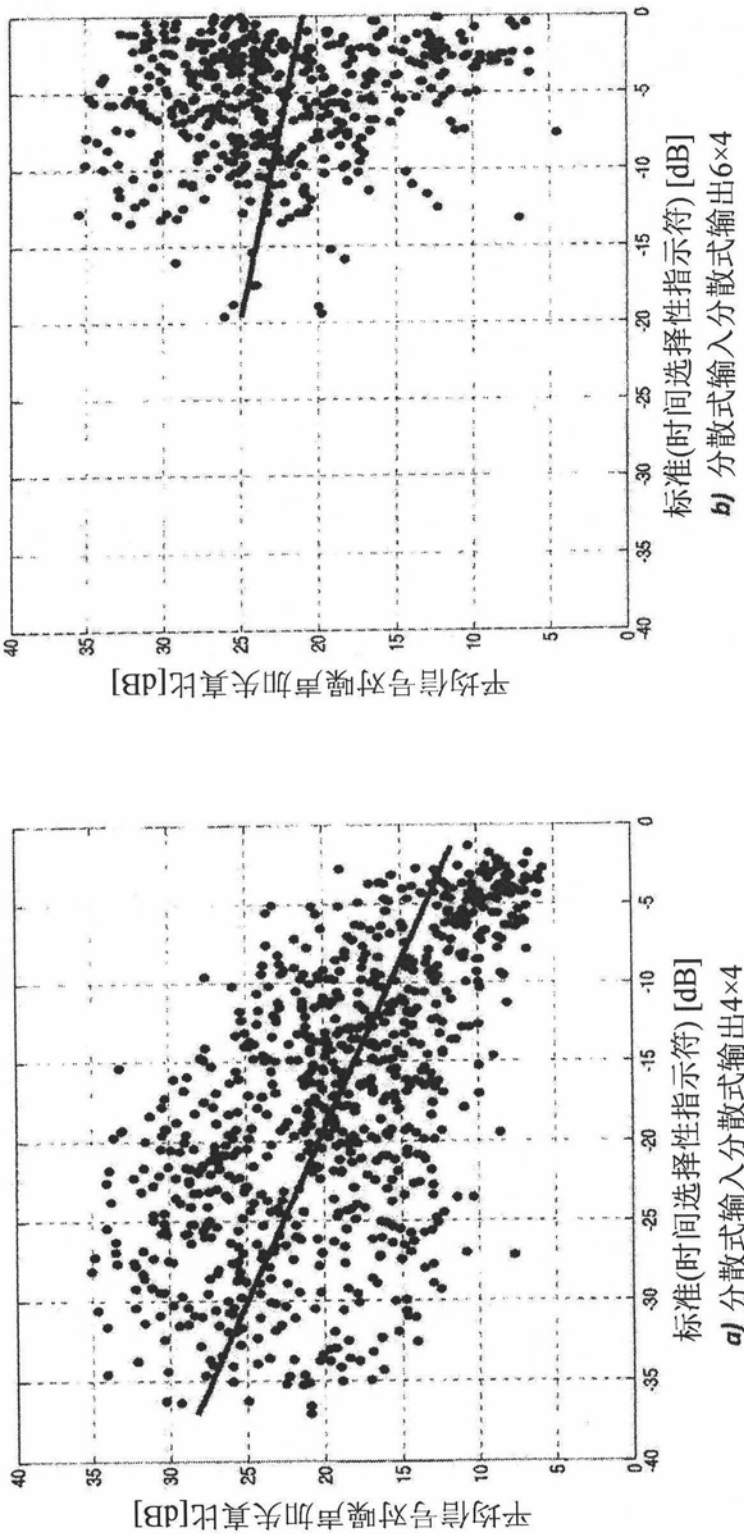


图32

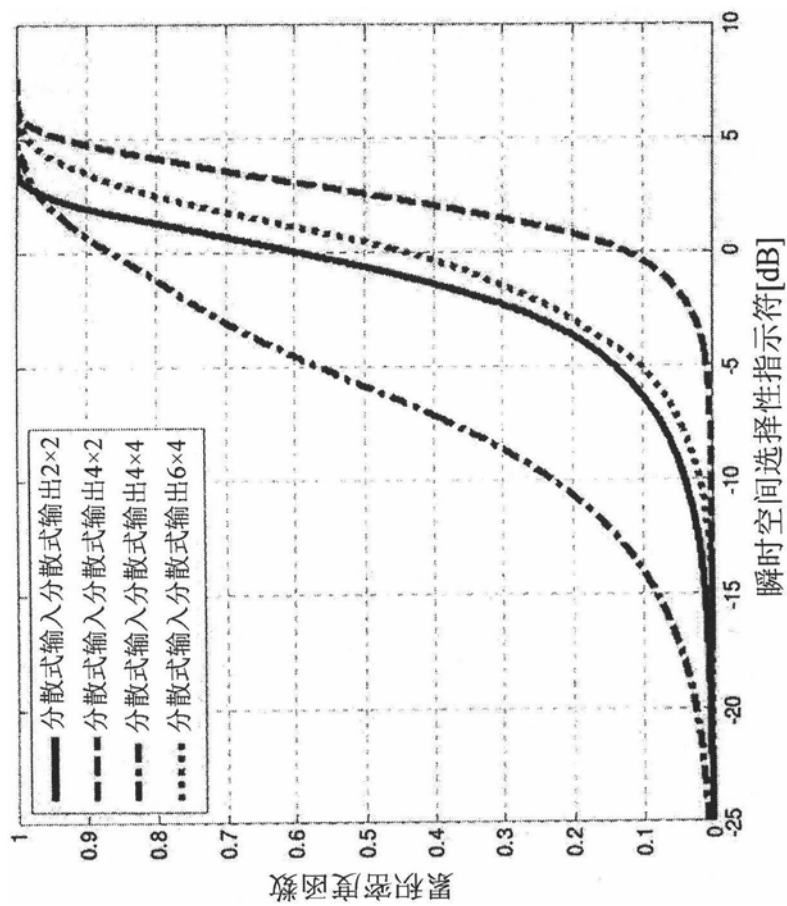


图33

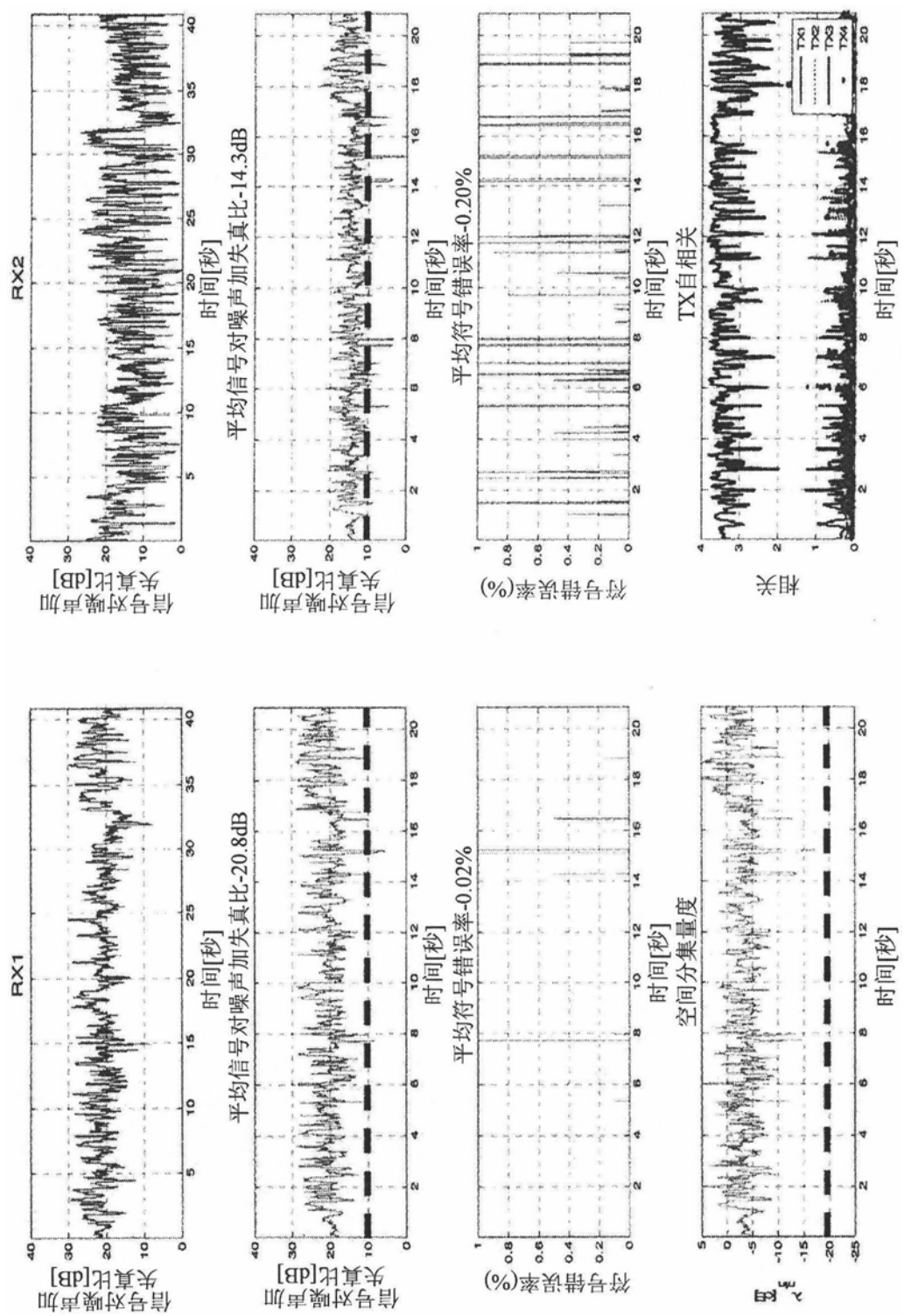


图34

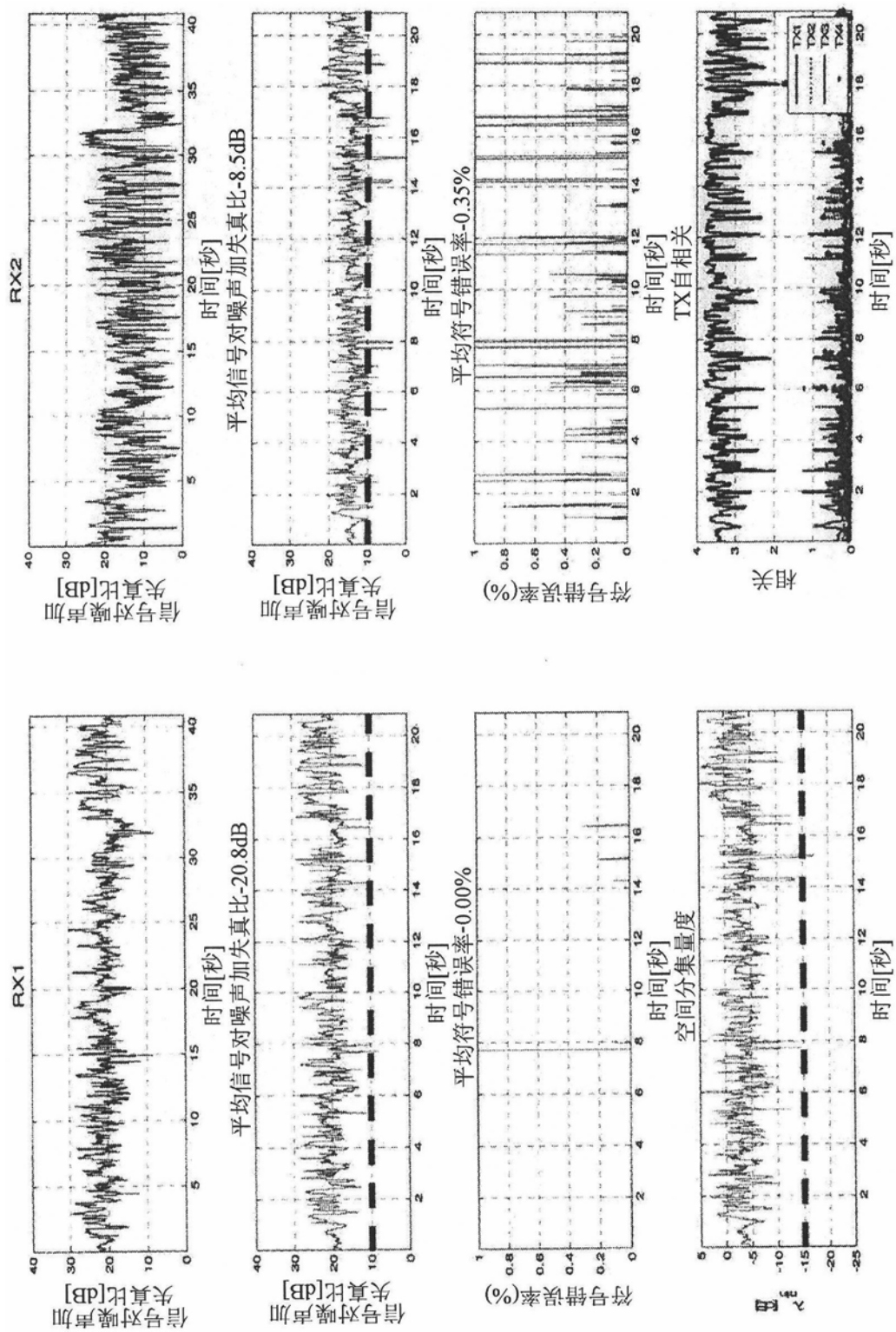


图35

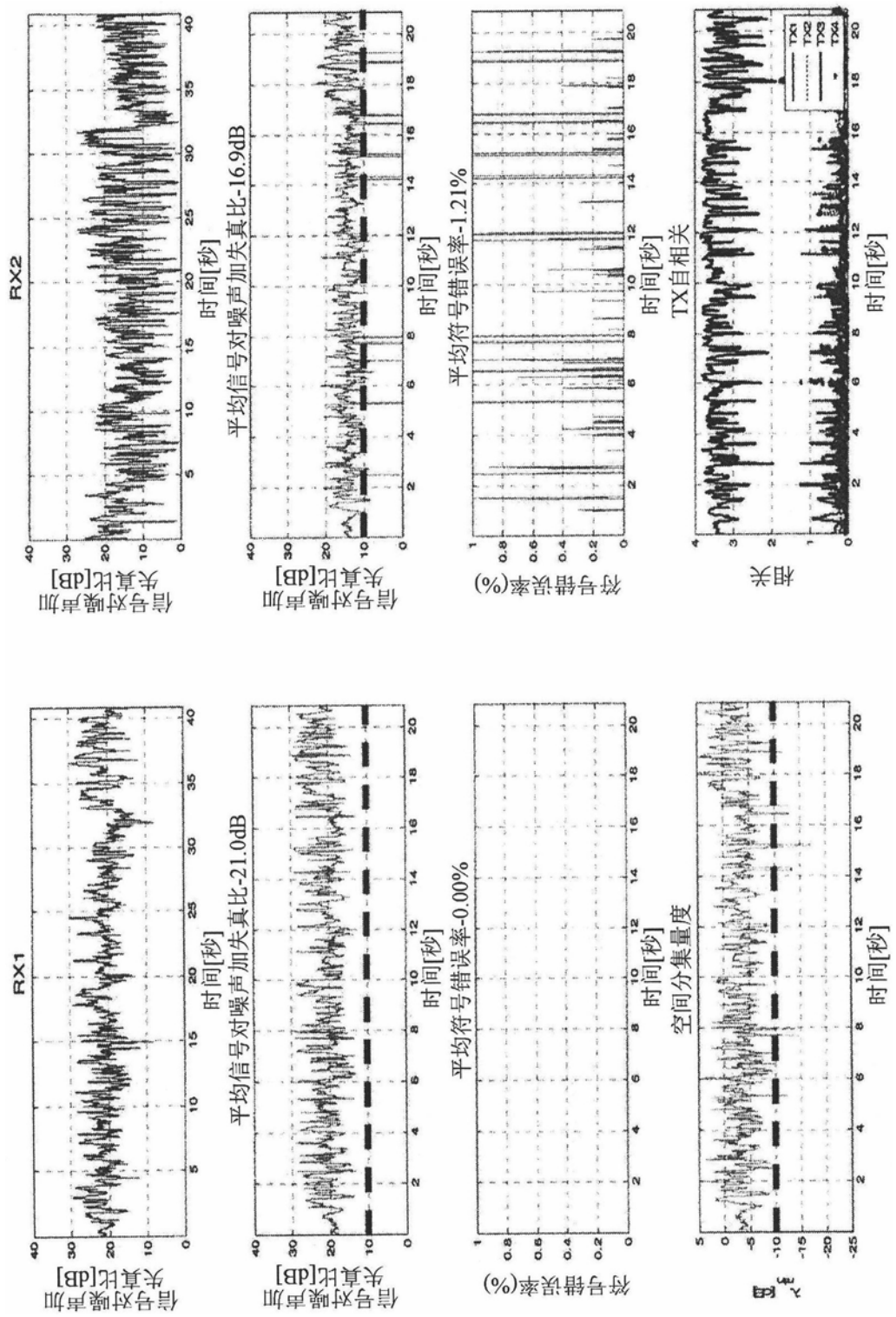


图36

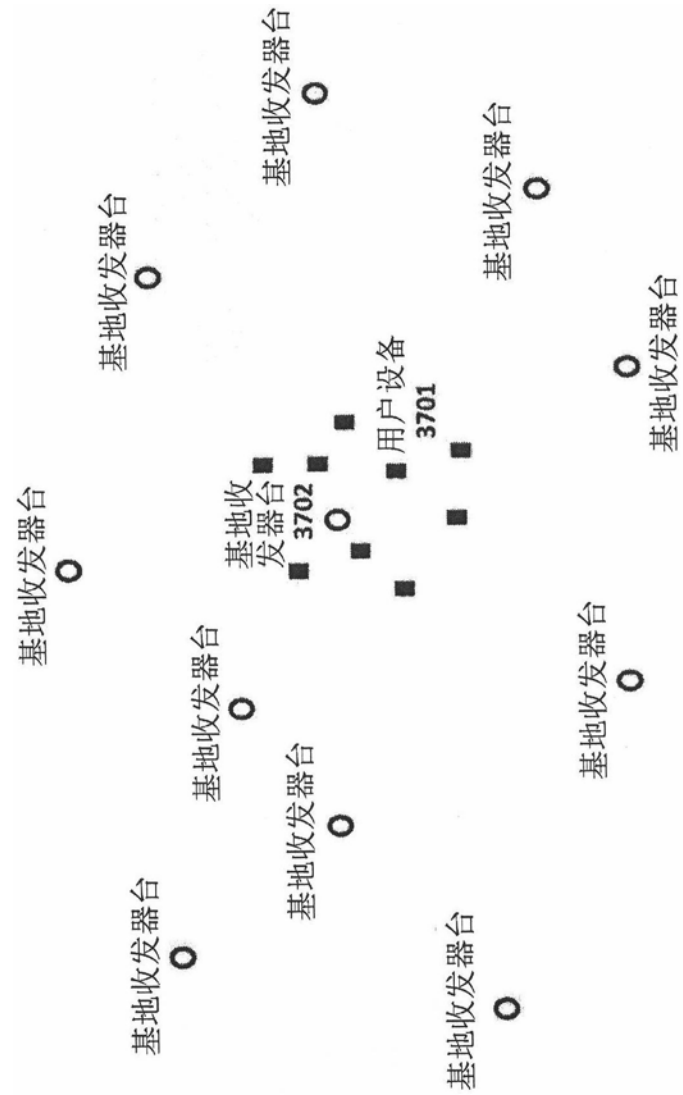


图37

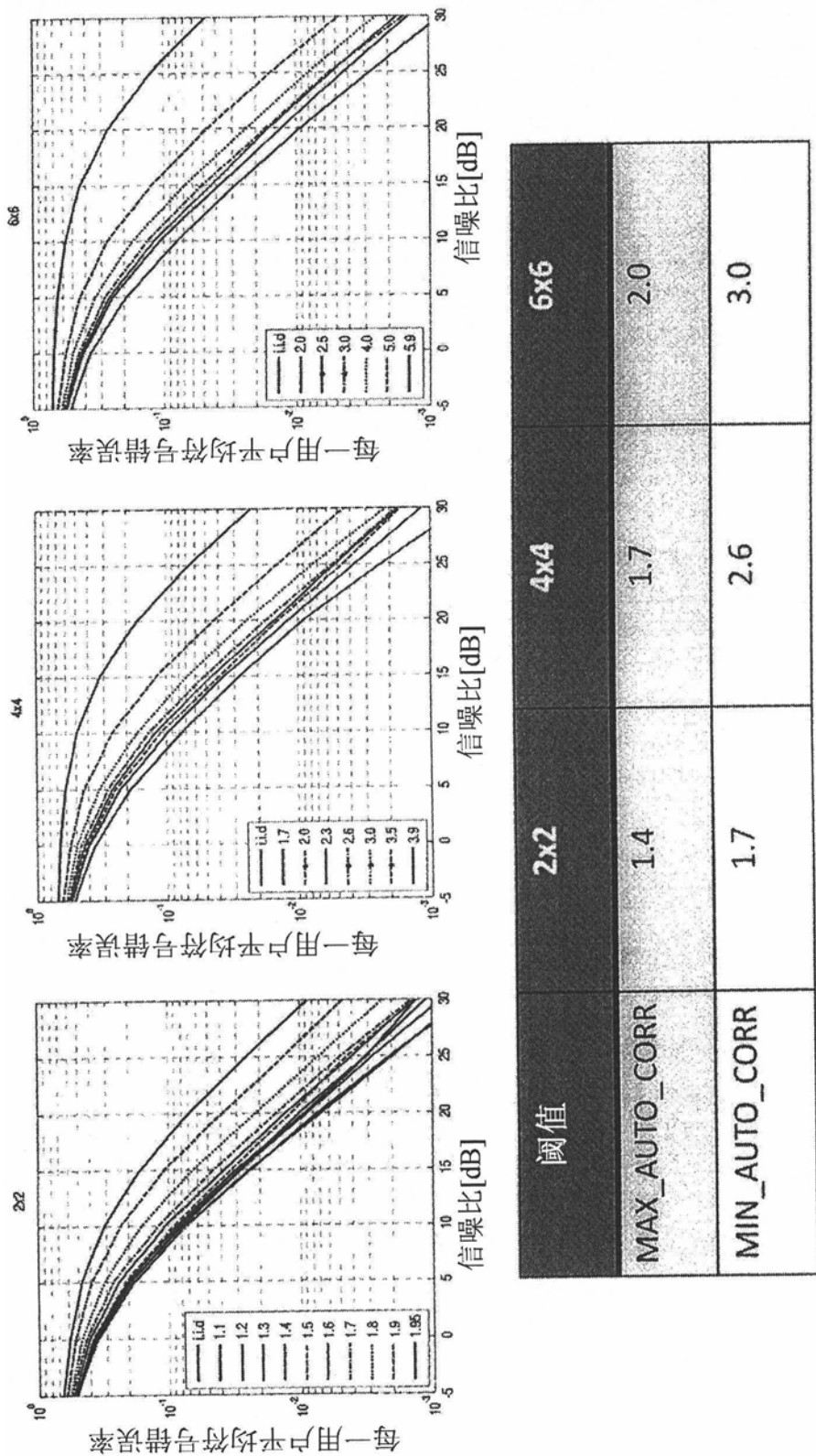


图38

• 最小奇异值

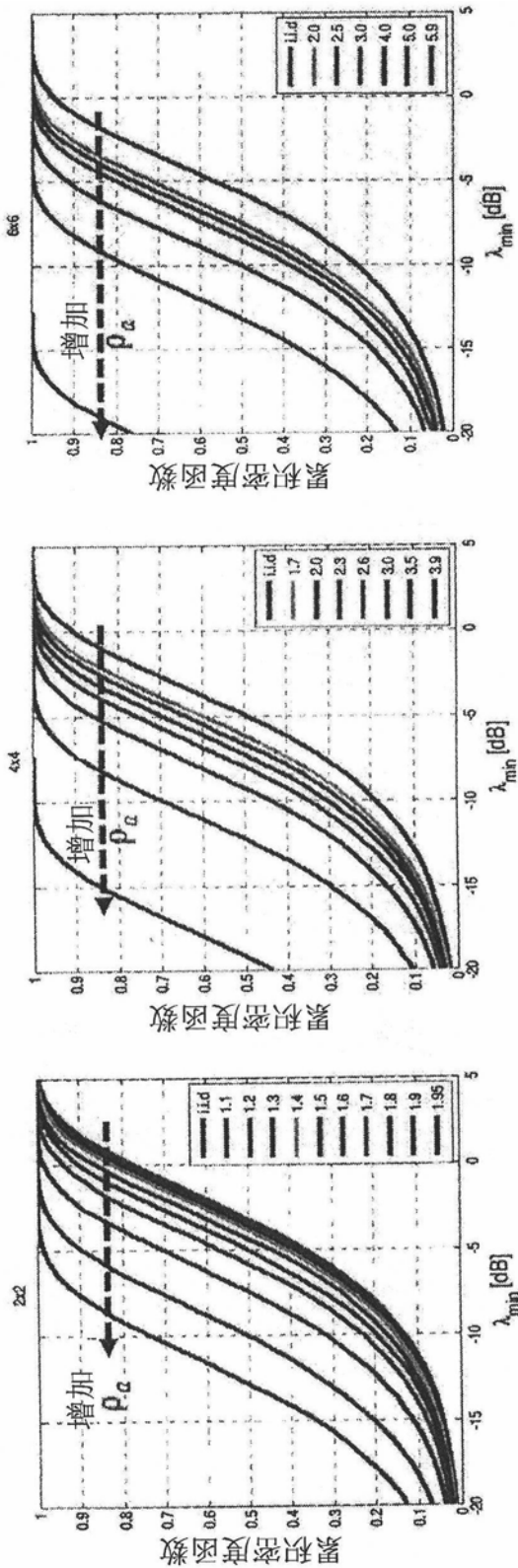


图39



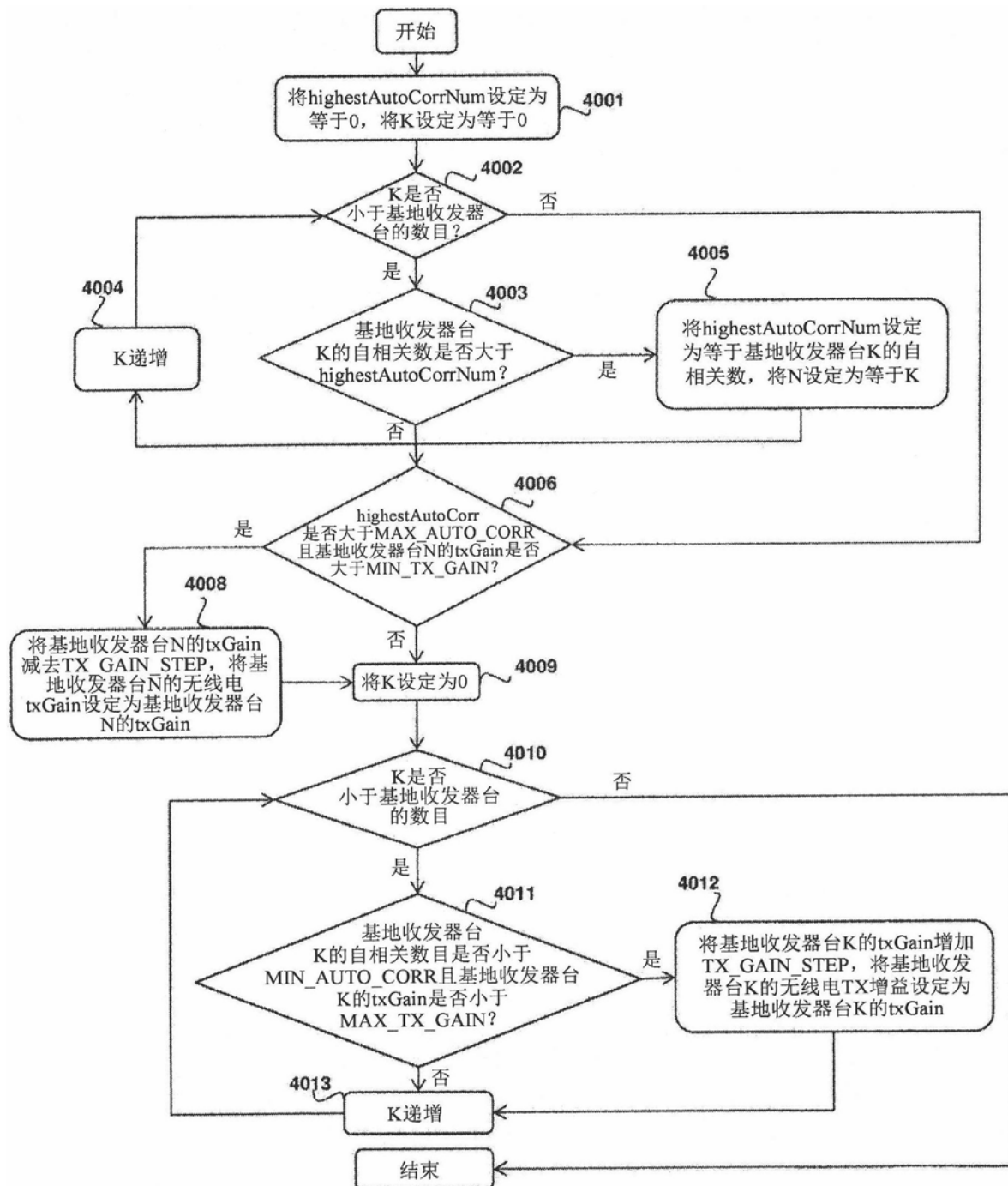


图40

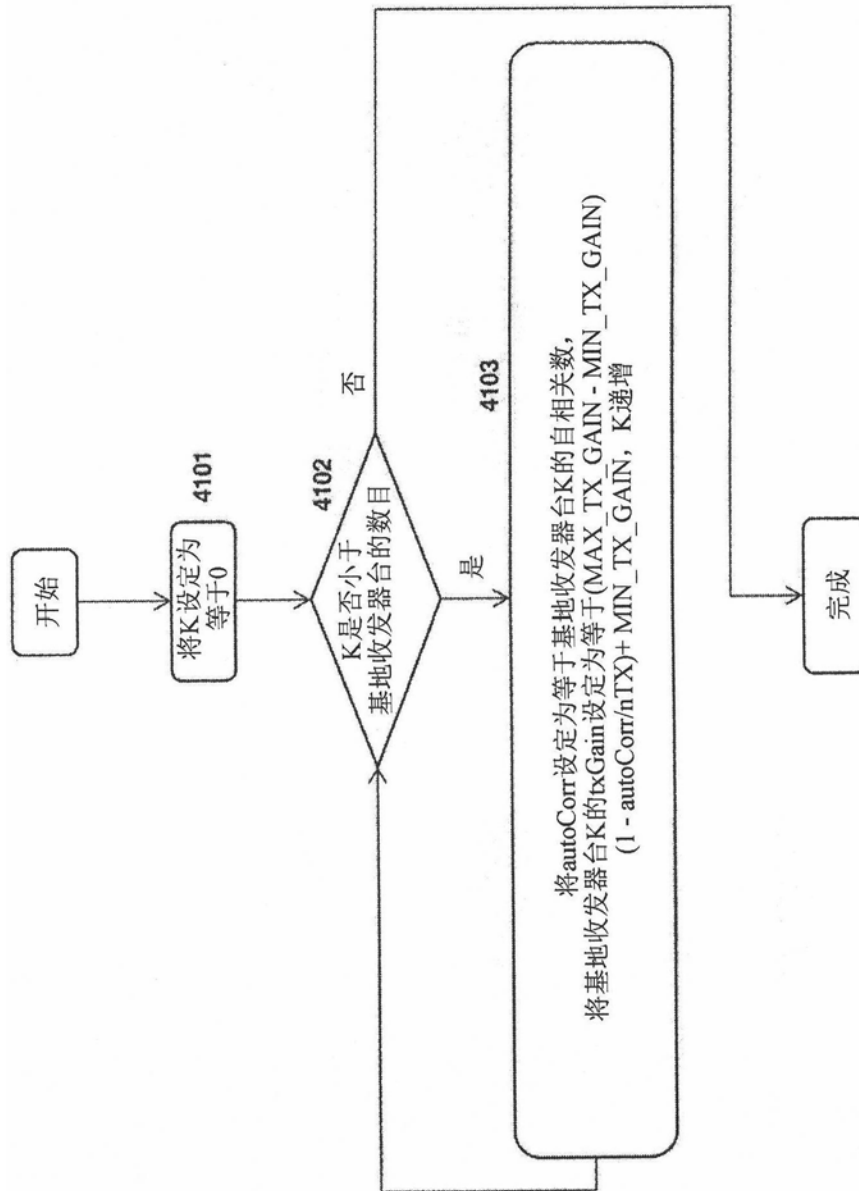


图41

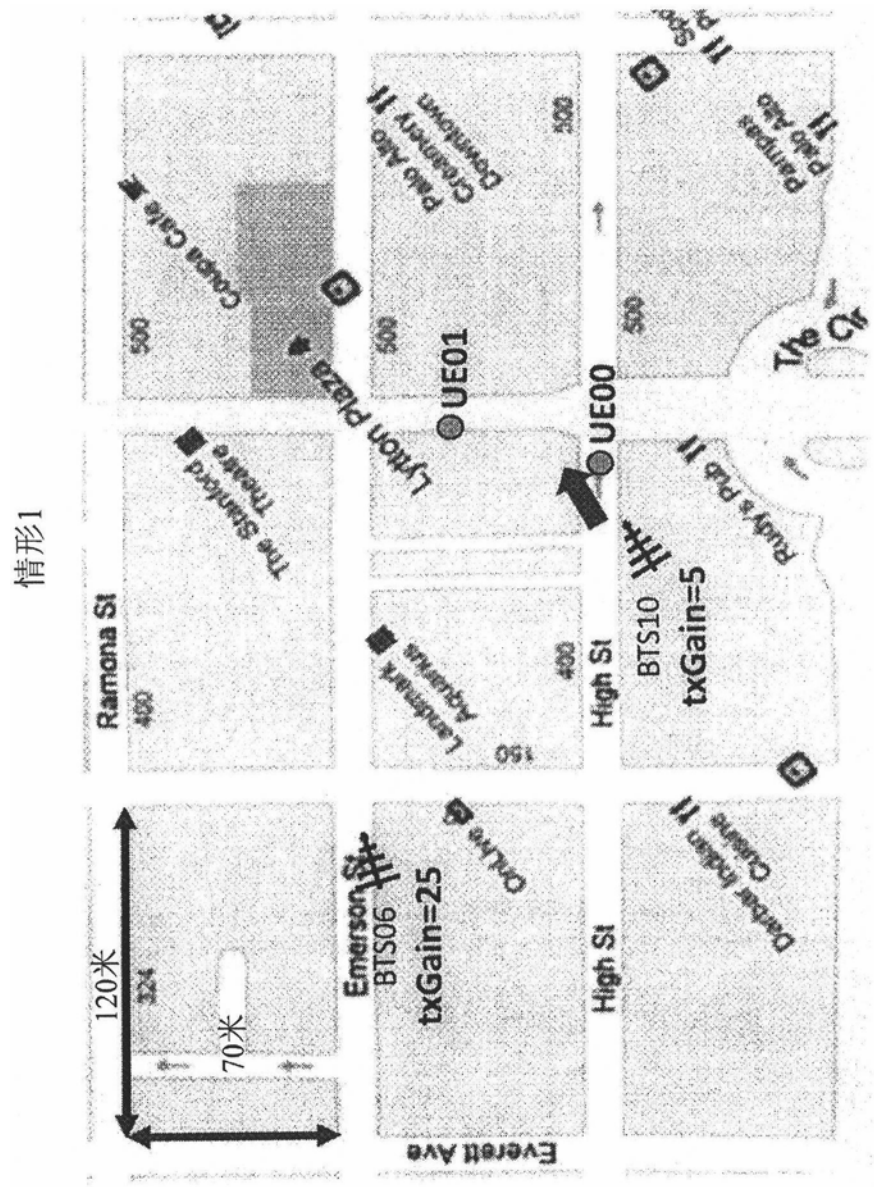


图42

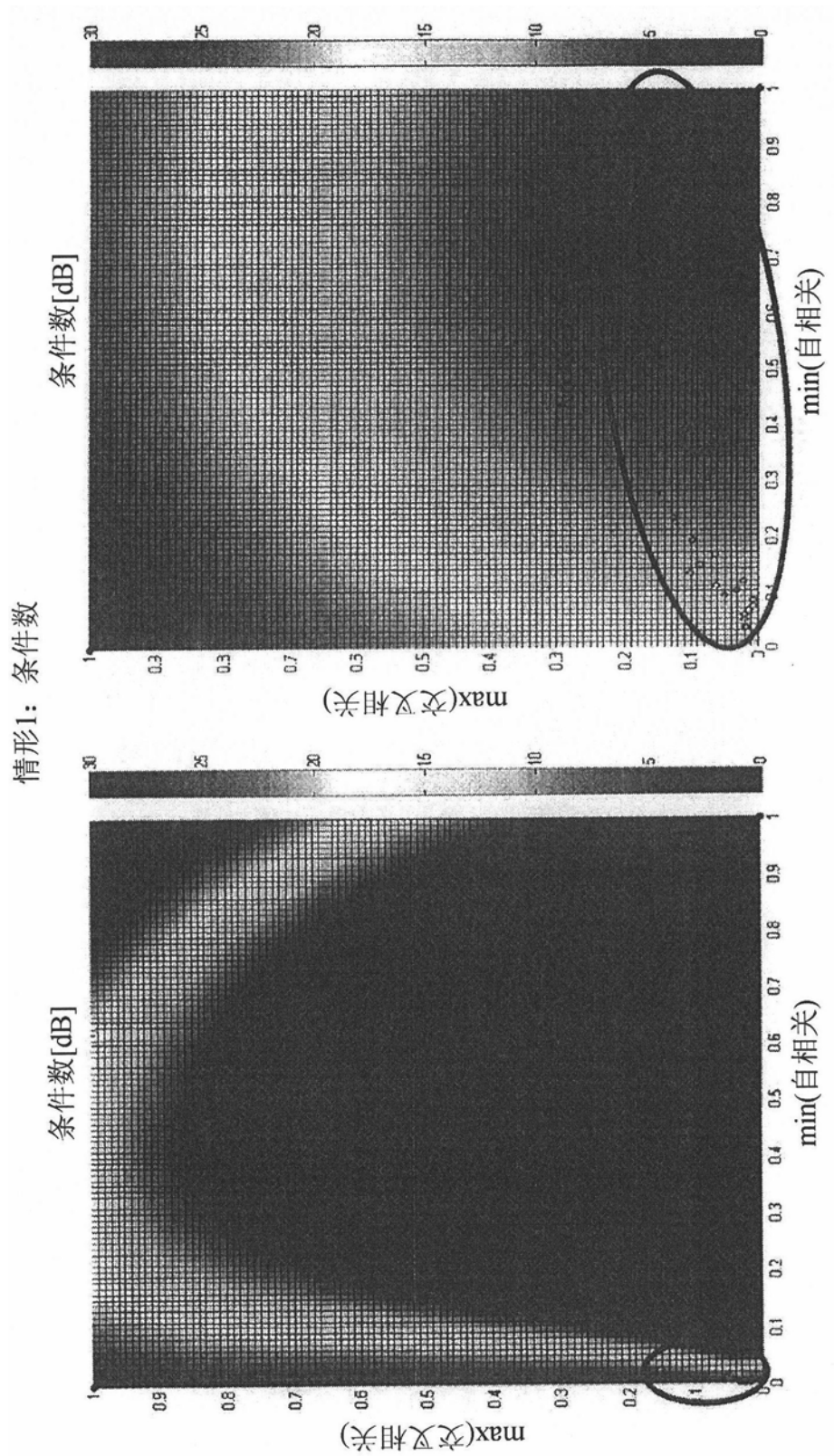


图43

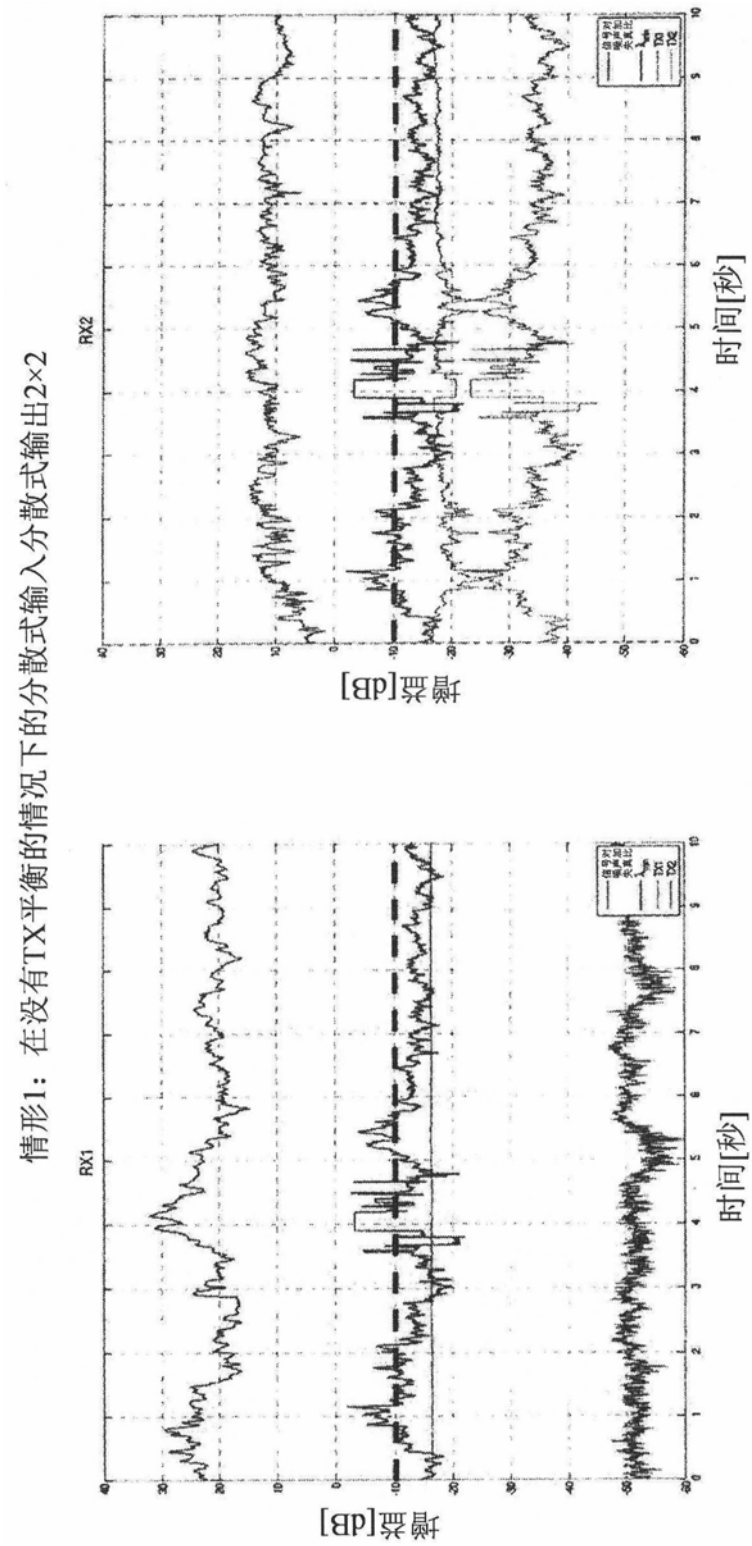


图44

情形1：在有TX平衡的情况下的分散式输入分散式输出2x2

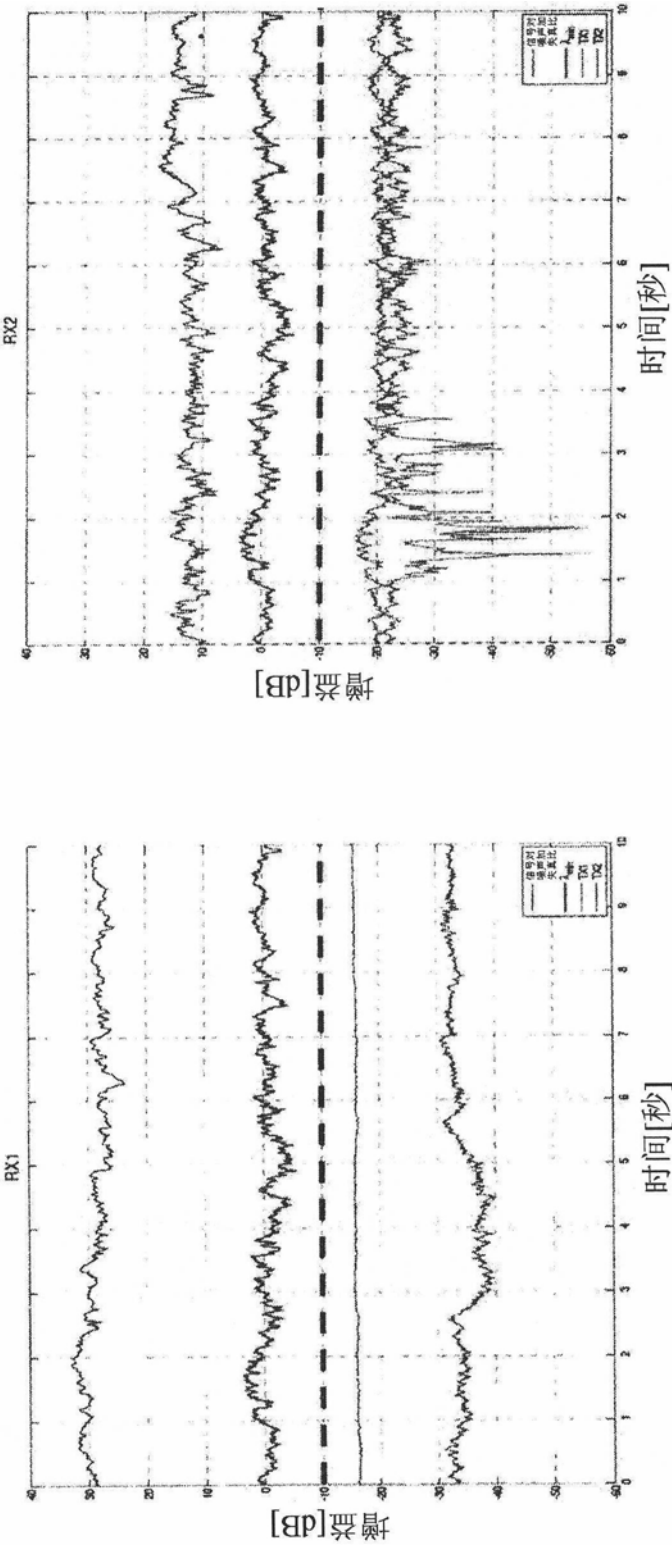


图45

情形1：在有TX平衡的情况下的分散式输入分散式输出4×2

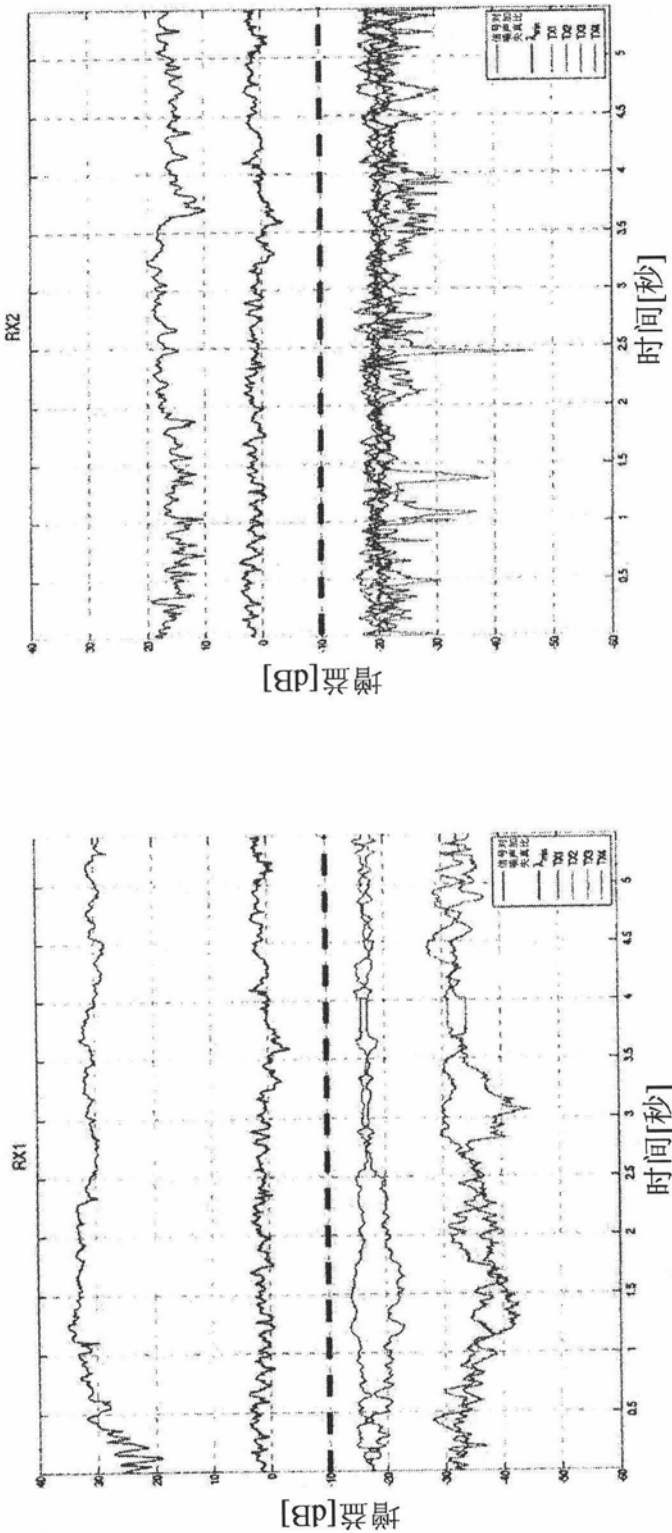


图46

情形2

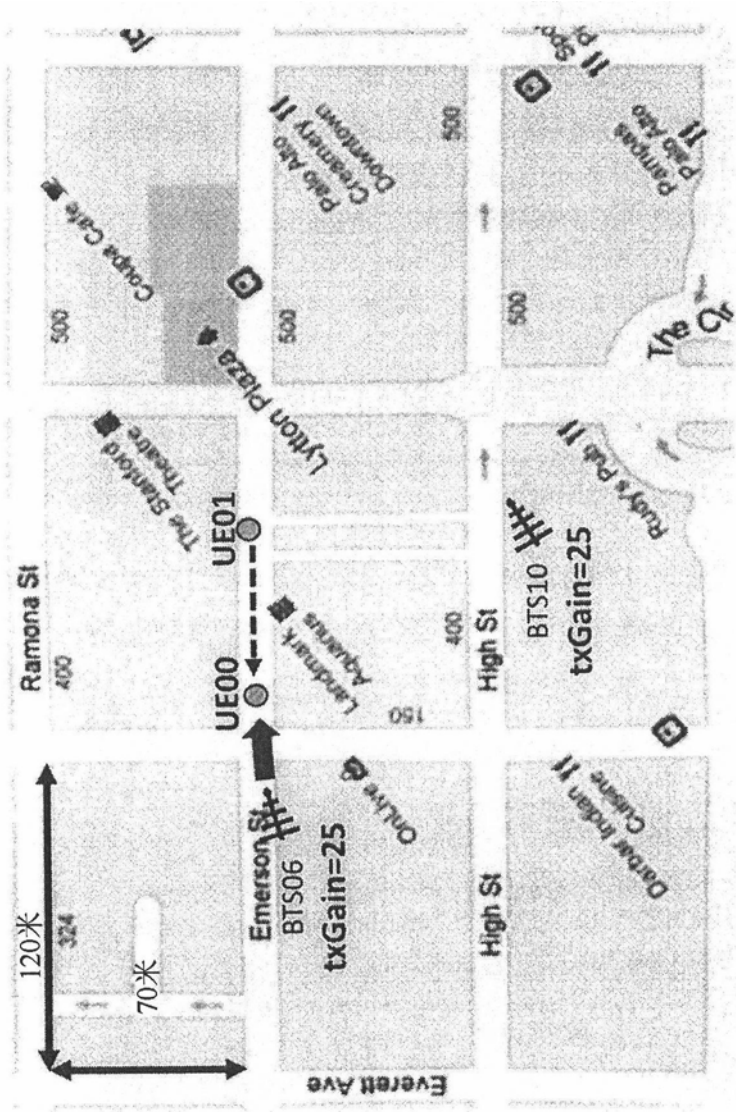


图47



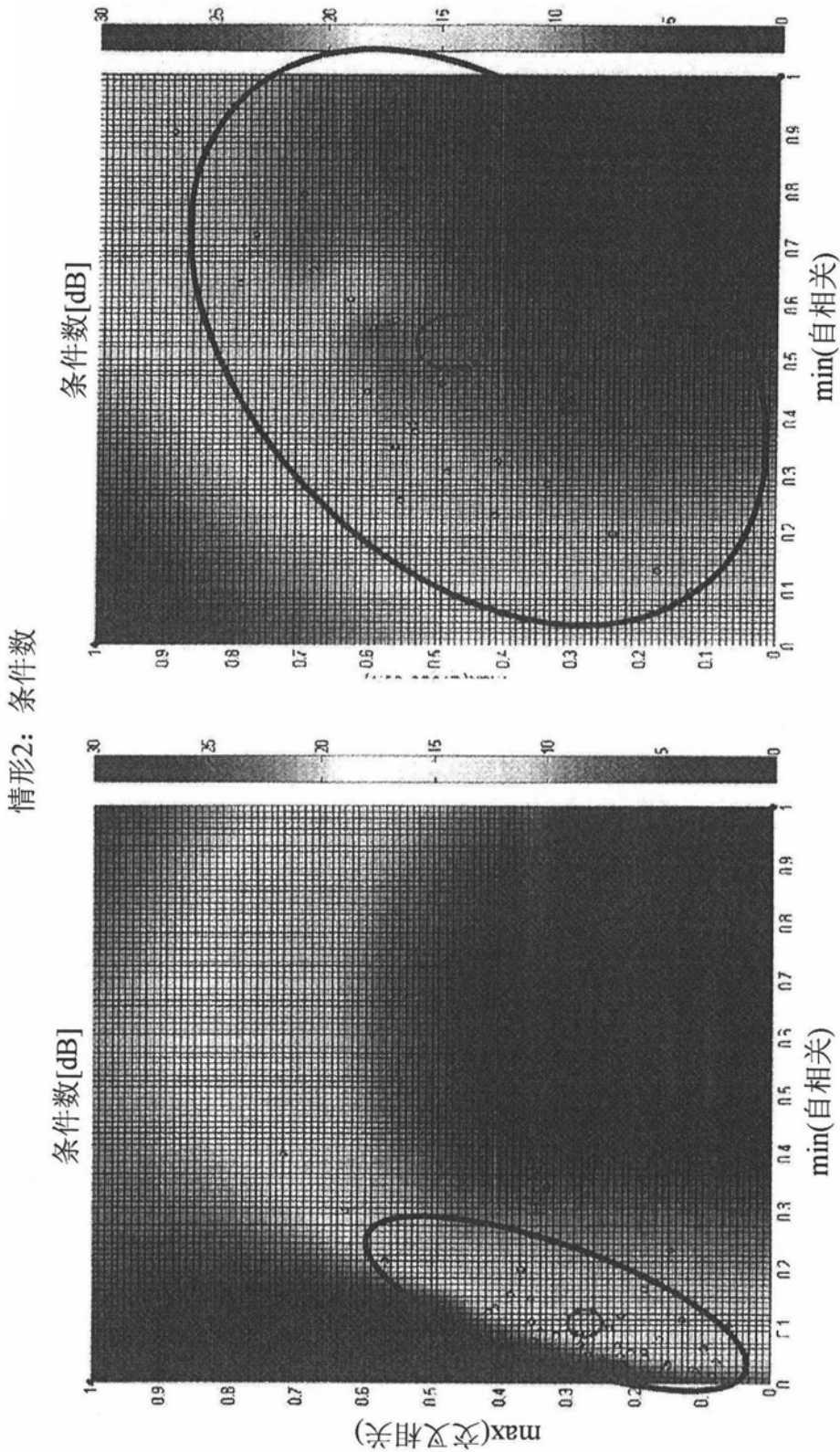


图48

情形2：在没有TX平衡的情况下的分散式输入分散式输出2×2

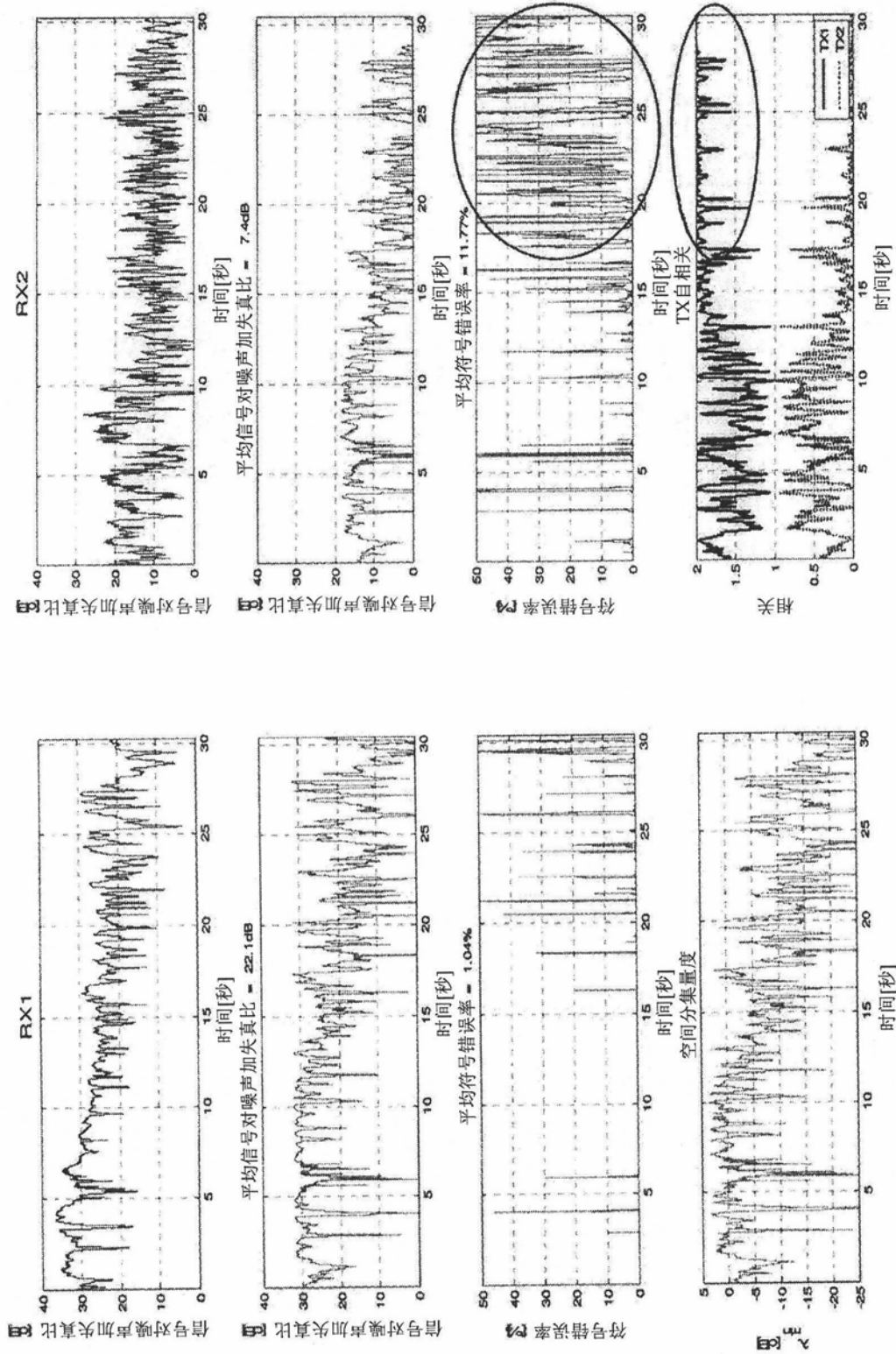


图49

情形2：在有TX平衡的情况下的分散式输入分散式输出2x2

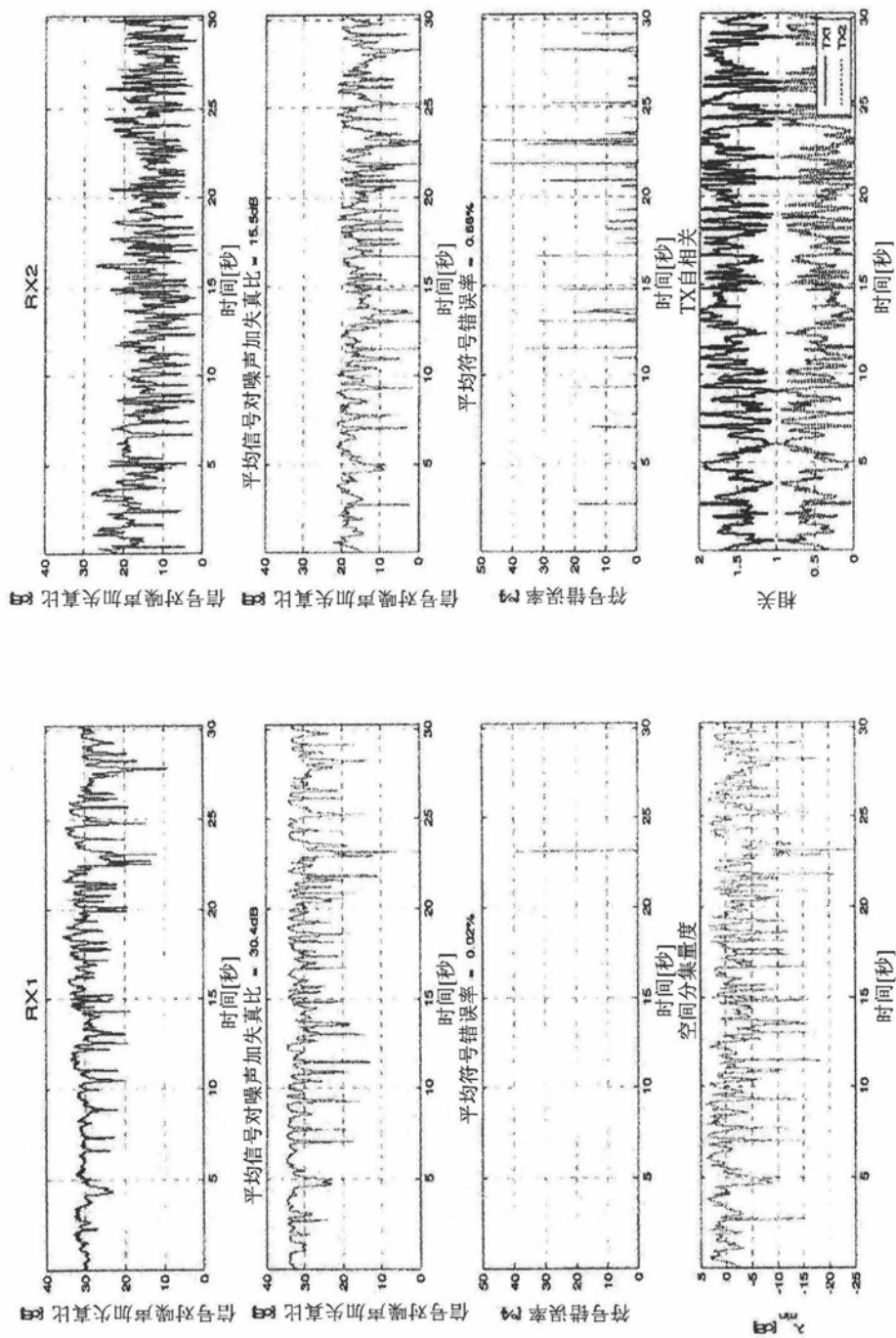


图50

情形2：在有TX平衡的情况下的分散式输入分散式输出4x2

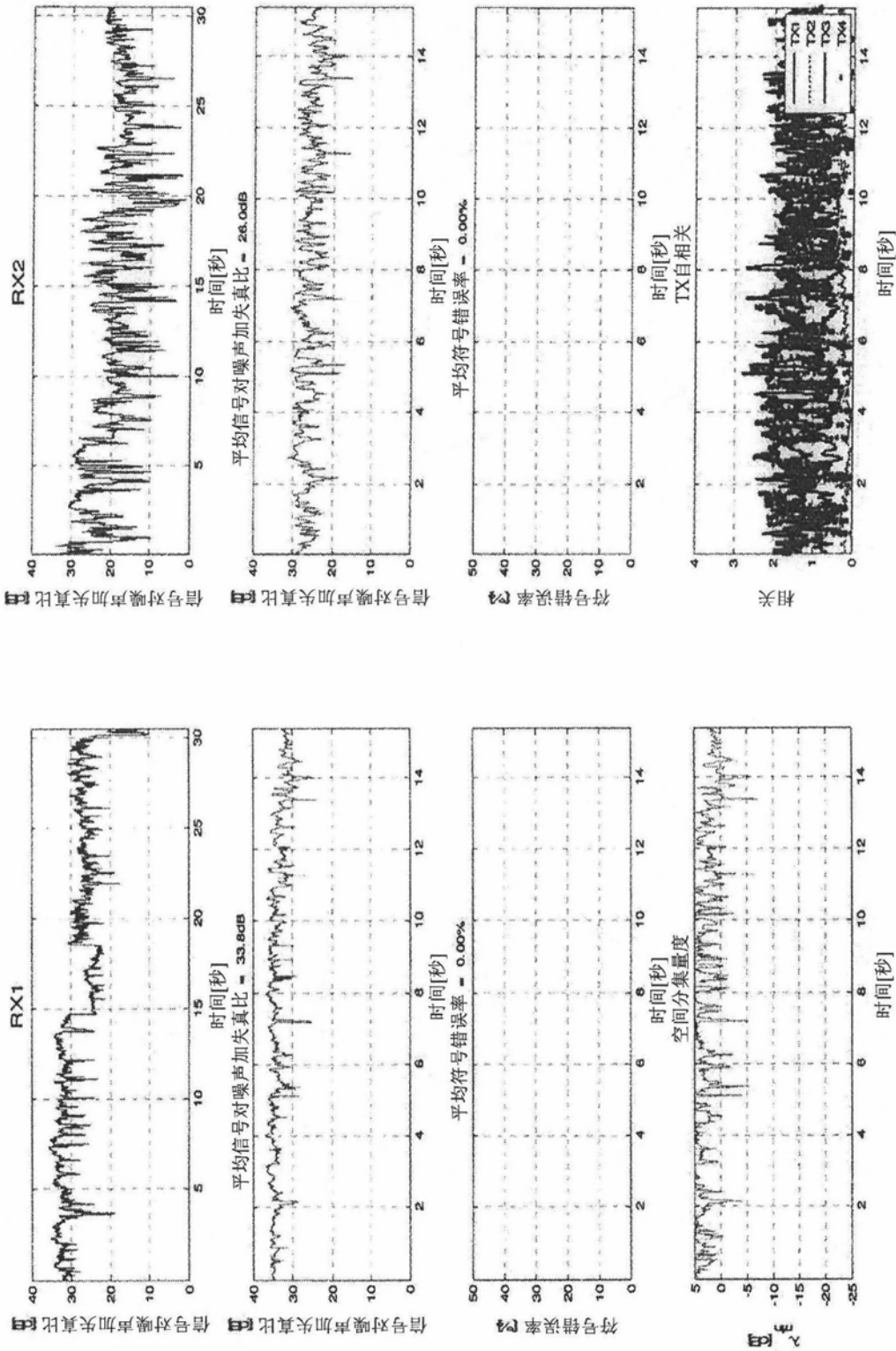


图51

在有TX功率不平衡情况下的天线选择

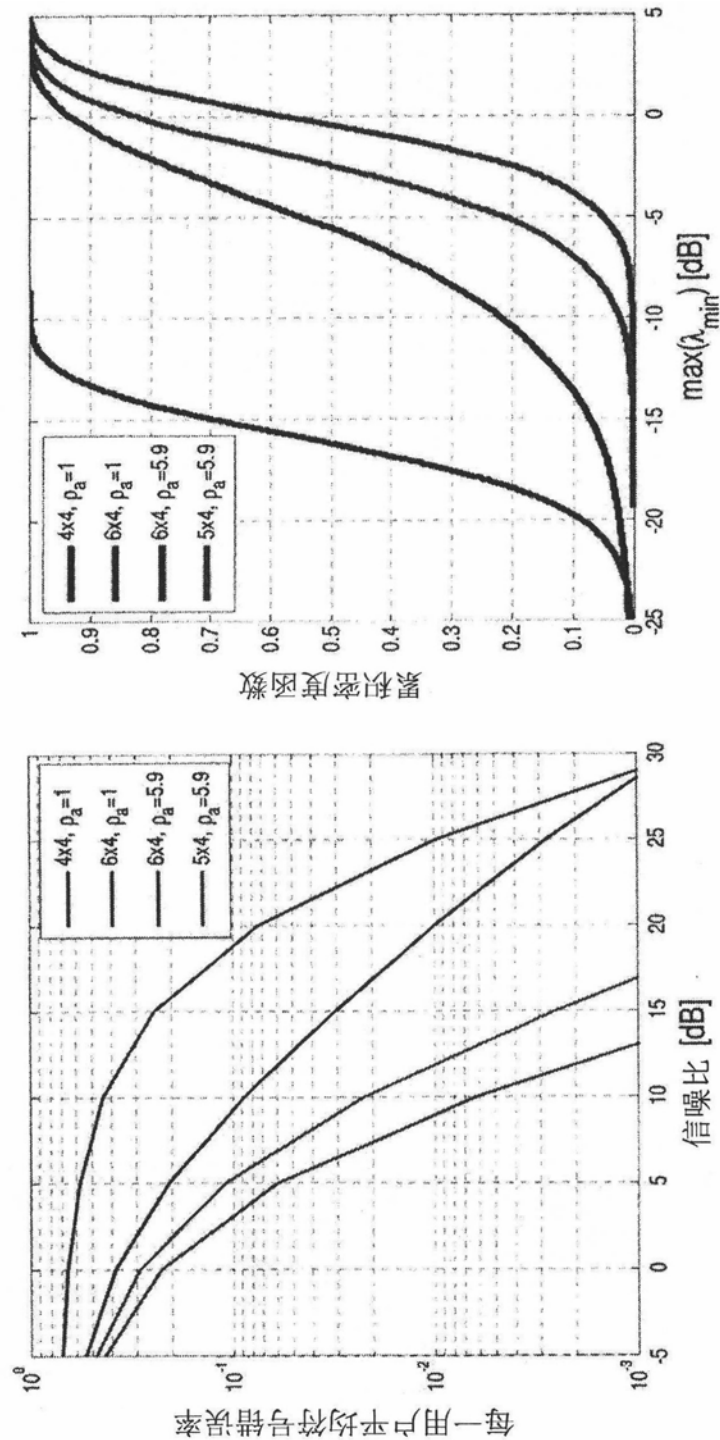


图52

在有TX功率不平衡情况下的天线选择

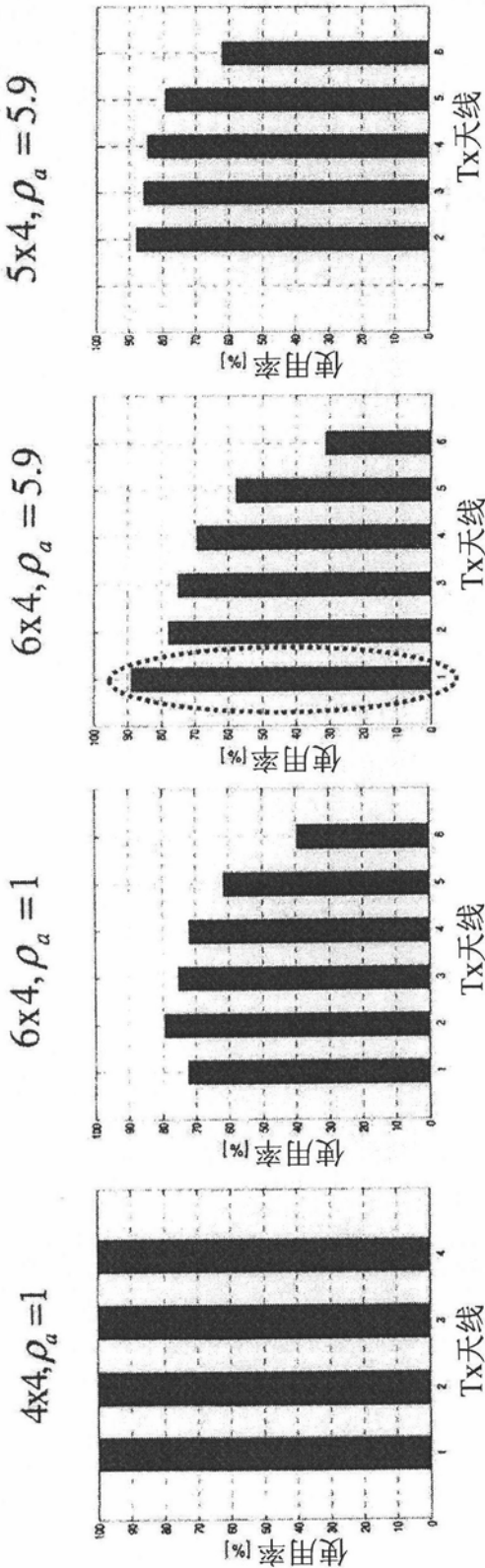


图53