

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 7/005 (2006.01)

H04B 7/04 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03808377.9

[45] 授权公告日 2008 年 12 月 31 日

[11] 授权公告号 CN 100448177C

[22] 申请日 2003.2.19 [21] 申请号 03808377.9

[30] 优先权

[32] 2002.2.19 [33] US [31] 10/079,970

[86] 国际申请 PCT/US2003/005371 2003.2.19

[87] 国际公布 WO2003/071711 英 2003.8.28

[85] 进入国家阶段日期 2004.10.14

[73] 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 I·梅德弗德夫 J·R·沃尔顿

J·W·凯淳

[56] 参考文献

WO98/09381A1 1998.3.5

US6308080B1 2001.10.23

CN1330816A 2002.1.9

US2002/0018453A1 2002.2.14

WO01/76110A2 2001.10.11

US5832387A 1998.11.3

US2002/0018454A1 2002.2.14

US5924015A 1999.7.13

CN1311576A 2001.9.5

审查员 王 侠

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 陈 炜

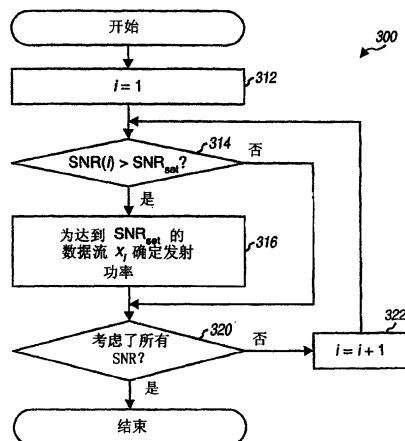
权利要求书 4 页 说明书 28 页 附图 10 页

[54] 发明名称

部分信道状态信息 (CSI) 多输入、多输出 (MIMO) 系统的功率控制

[57] 摘要

一种控制无线多信道 (例如 MIMO) 通信系统内多个数据流的发射功率的技术。在一方法中, 多个接收到的码元开始时根据特定 (例如 CCMI、CCMI - SC、MMSE、或 MMSE - SC) 接收机处理技术经处理以提供多个检测后的数据流。估计检测到数据流的检测后 SNR, 且标识超过设定点的每个 SNR。该设定点对应 (1) 获得最大可允许频谱效率需要的 SNR, 或 (2) 获得规定的频谱效率需要的目标 SNR。确定与超过设定点的检测后 SNR 相关联的新 (或调整后) 的发射功率, 并用于数据传输。为带有不同特性的不同类型的接收机处理技术提供不同的功率控制方案。



1. 一种用于控制无线多信道通信系统内多个数据流的发射功率的方法，其特征在于，包括：

根据特定接收机处理技术，处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流；

估计所述多个检测到的数据流的信号-噪声和干扰比 SNR；

标识超过设定点的每个 SNR；以及

为与超过所述设定点的 SNR 相关联的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述特定接收机处理技术是连续干扰对消接收机处理技术。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，基于特定检测次序处理所述接收到的码元流以提供所述多个检测到的数据流。

4. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，基于从最小的 SNR 到最大的 SNR 的特定检测次序对所述接收到的码元流进行处理。

5. 如权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述多个检测到的数据流被所述连续干扰对消接收机处理去耦合。

6. 如权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述多个检测到的数据流不被所述连续干扰对消接收机处理去耦合。

7. 如权利要求 6 所述的方法，其特征在于，以所述特定检测次序的反向来确定所述多个检测到的数据流的调整后的发射功率。

8. 如权利要求 3 所述的方法，其特征在于，还包括：

确定要被评估的检测次序列表；

评估列表内的每个检测次序，这通过：

根据所述连续干扰对消接收机处理技术并基于所述检测次序处理所述多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流；

估计所述多个检测到的数据流的 SNR；

通过调整超过设定点的每个 SNR 使其等于设定点而为所述多个检测到的数据流导出调整后的 SNR，以及

基于调整后的 SNR 为所述检测到的数据流确定频谱效率，以及

其中基于为列表内的检测次序确定的频谱效率而选择的特定检测次序确定所述检测到的数据流的调整后的发射功率。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 其特征在于, 选择与最高频谱效率相关联的检测次序作为所述特定检测次序。

10. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述多个检测到的数据流被所述接收机处理去耦合。

11. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述多个检测到的数据流不被所述接收机处理去耦合。

12. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于, 还包括:

重复迭代一次或多次所述处理、估计、标识以及确定步骤。

13. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 基于数据流的峰值发射功率而获得每个检测到的数据流的 SNR。

14. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 根据信道相关矩阵求逆 CCMI 空间接收机处理技术来处理所述接收到的码元流。

15. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 用连续干扰对消接收机处理技术, 根据信道相关矩阵求逆处理所述接收到的码元流。

16. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 根据最小均方误差 MMSE 空间接收机处理技术处理所述接收到的码元流。

17. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 用连续干扰对消接收机处理技术, 根据最小均方误差处理所述的接收到码元流。

18. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 根据空时接收机处理技术处理所述接收到的码元流。

19. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述多信道通信系统是多输入多输出 MIMO 通信系统。

20. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述多信道通信系统是正交频分多路复用 OFDM 通信系统。

21. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述多信道通信系统是使用正交频分多路复用 OFDM 的多输入多输出 MIMO 通信系统。

22. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于,

根据连续干扰对消的信道相关矩阵求逆 CCMI-SC 或连续干扰对消接收机处理技术的最小均方误差 MMSE-SC 并基于特定检测次序以提供所述多个检测到数

据流。

23. 一种用于为多输入多输出 MIMO 通信系统内多个数据流控制发射功率的方法，其特征在于，包括：

根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流；

估计所述多个检测到的数据流的信号—噪声和干扰比 SNR；

标识一个或多个检测到数据流的集合，其中所述一个或多个检测到的数据流的每一个与超过相关联的 SNR 设定点的 SNR 相关联；以及

为集合内的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率以将 SNR 朝着接近所述相关联的 SNR 设定点移动。

24. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于，每个数据流以多个可能的离散数据速率的之一被发送，且其中每个离散数据速率与一个相关联的 SNR 设定点相关联。

25. 如权利要求 24 所述的方法，其特征在于，每个 SNR 设定点对应于达到相关的离散数据速率的特定性能水平所需的 SNR。

26. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于，所述多个检测到的数据流不被所述接收机处理去耦合，所述方法还包括：

多次迭代重复所述处理、估计、标识以及确定步骤。

27. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于，所述特定接收机处理技术是连续干扰对消接收机处理技术。

28. 如权利要求 27 所述的方法，其特征在于，所述多个检测到的数据流不被所述接收机处理去耦合，且以检测次序的反向确定所述多个检测到数据流的调整后的发射功率。

29. 一种用于控制无线多信道通信系统内多个传输信道上发送的多个数据流的发射功率的方法，其特征在于，包括：

根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流；

估计所述多个检测到的数据流的信号—噪声和干扰比 SNR；

确定每个数据流的 SNR 与该数据流相关联的 SNR 设定点之差；

基于所述确定的 SNR 和设定点之差，为每个检测到的数据流确定调整后的发射功率。

30. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于，所述多个检测到的数据流达到规定的频谱效率。

31. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于，所述多信道通信系统是多输入多输出 MIMO 通信系统。

32. 一种在多输入多输出无线多信道通信系统内的集成电路，其特征在于，包括：

根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流的装置；

估计所述多个检测到的数据流的信号—噪声和干扰比 SNR 的装置；

标识超过设定点的每个 SNR 的装置；以及

为与超过设定点的 SNR 相关联的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率的装置。

33. 一种多信道通信系统内的接收机单元，其特征在于，包括：

接收机处理器，用于根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流，并估计所述多个检测到的数据流的信号—噪声和干扰比 SNR；以及

控制器，用于标识超过设定点的每个 SNR，并为每个与超过设定点的 SNR 相关联的检测到的数据流确定调整后的发射功率。

34. 如权利要求 33 所述的接收机单元，其特征在于，所述特定接收机处理器技术是连续干扰对消接收机处理技术。

35. 如权利要求 33 所述的接收机单元，其特征在于，所述控制器还用于提供包括带有调整后发射功率的数据流标识的信道状态信息 CSI。

36. 如权利要求 35 所述的接收机单元，其特征在于，还包括：

发射处理器，用于处理发送回发射机单元的 CSI。

37. 一种包括如权利要求 33 所述的接收机单元的终端。

38. 一种包括如权利要求 33 所述的接收机单元的基站。

部分信道状态信息(CSI)多输入、 多输出(MIMO)系统的功率控制

技术领域

本发明一般涉及数据通信，尤其是用于控制使用部分信道状态信号(CSI)的多信道通信系统(例如多输入、多输出(MIMO)系统)内的发射功率的技术。

背景技术

在无线通信系统中，来自发射机单元的 RF 已调信号可以通过多个传播路径到达接收机单元。传播路径的特征一般由于诸如衰落和多径的多个因子而随时间改变。为了提供抗有害路径影响的分集并改善性能，可以使用多个发射和接收天线。如果发射和接收天线间的传播路径是线性独立的(即在一个路径上的传输不是由其它路径上的传输的线性组合形成的)，这在一定程度上为真，则正确地接收到数据传输的似然性随着天线数目的增加而增加。一般，发射和接收天线增加导致分集增加和性能改善。

多输入多输出(MIMO)通信系统使用多个(N_T)发射天线和多个(N_R)接收天线进行数据传输。由 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可能被分解为 N_S 个独立信道，其中 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_S 个独立信道的每个还被称为 MIMO 信道的空间子信道(或传输信道)，并对应一维。如果使用由多个发射和接收天线建立的附加维数，则 MIMO 系统能提供改善的性能(例如增加的传输容量)。例如，可以在 N_S 个空间子信道的每个上发送独立数据流以增加系统吞吐量。

多数据流可以使用信道状态信息(CSI)在空间子信道上被发送，CSI 描述了 MIMO 信道的特性。CSI 可以被分类为或是“全 CSI”或“部分 CSI”。全 CSI 包括($N_R \times N_T$)MIMO 矩阵内的每个发射-接收天线间的传播路径的充分特性(例如幅度和相位)。全 CSI 可能对于许多 MIMO 系统不可用或不实际。部分 CSI 可以包括例如空间子信道的信号对噪声和干扰比(SNR)，这可以通过检测数据流和/或在这些子信道上发送的导频而估计。每个数据流然后可以根据基于子信道 SNR 而选择的特定编码和调制方案经编码并经调制。

MIMO 系统的空间子信道还可以经历不同的信道条件(例如不同的衰落和多

径效应)且可以对给定的发射功率量获得不同的 SNR。因此,空间子信道可以支持的数据速率可以对空间子信道相互间不同。然而,信道条件一般随着时间而改变。结果是,空间子信道支持的数据速率也随着时间改变。

MIMO 系统的关键挑战就是基于信道条件确定用于在空间子信道上数据传输使用的发射功率。该发射功率控制的目标是最大化频谱效率,而同时满足其他系统目标,诸如获得每个数据流特定的帧差错率(FER)、最小化干扰等。

在实际通信系统中,对于用于任何给定数据流的数据速率可能有上限。例如,系统可以支持一离散数据速率集合,且来自这些离散数据速率的最大数据速率可以被认为任何给定数据流的最大频谱效率。在该种系统中,使用比每个数据流以最大数据速率获得目标 FER 需要的发射功率更多的发射功率会导致附加发射功率的无效使用。虽然过渡发射功率会导致较低 FER,该 FER 的改善可认为不重要,因为已经获得了目标 FER。给定数据流的过度发射功率会导致对其他数据流的附加干扰,这会恶化这些数据流的性能。

因此需要一种技术以控制使用部分 CSI 的 MIMO 系统内的数据流的发射功率。

发明内容

本发明提供一种用于控制无线多信道通信系统内多个数据流的发射功率的方法,包括:根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流;估计多个检测到的数据流的信号的噪声和干扰比 SNR;标识超过设定点的每个 SNR;以及为与超过设定点的 SNR 相关联的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率。

本发明还提供一种用于为多输入多输出 MIMO 通信系统内多个数据流控制发射功率的方法,包括:根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流;估计多个检测到的数据流的信号对噪声和干扰比 SNR;标识与超过相关联的操作点的 SNR 相关的一个或多个检测到数据流的一个集合;以及为集合内的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率以移动 SNR 朝着接近相关的操作点。

本发明又提供一种用于控制无线多信道通信系统内多个传输信道上发送的多个数据流的发射功率的方法,包括:根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流;估计多个检测到的数据流的信号对噪声和干扰比

SNR；确定每个数据流的 SNR 和与数据流相关的设定点之差；基于确定的 SNR 和设定点之差为每个检测到的数据流确定调整后的发射功率。

本发明再提供无线通信系统内一集成电路，包括：根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流的装置；估计多个检测到的数据流的信号对噪声和干扰比 SNR 的装置；标识超过设定点的每个 SNR 的装置；以及为与超过设定点的 SNR 相关联的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率的装置。

本发明另外提供一种多信道通信系统内的接收机单元，包括：接收机处理器，用于根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流，并估计多个检测到的数据流的信号对噪声和干扰比 SNR；以及控制器，用于标识超过设定点的每个 SNR，并为每个与超过设定点的 SNR 相关联的检测到的数据流确定调整后的发射功率。

本发明再次提供一种包括以上接收机单元的基站和终端。

本发明提供一种无线通信系统内的发射机单元，包括：发射 TX 数据处理器，用于基于一个或多个编码和调制方案对多个数据流进行编码以提供多个调制码元流，并基于对应用于对应数据流的发射功率量的相应加权对每个调制码元流进行比例缩放；多个发射机，用于处理多个经比例缩放的码元流以提供适用于在通信信道上传输的多个已调信号；以及控制器，用于接收指示一个或多个数据流的功率调整的信道状态信息 CSI，其中功率调整由以下导出：根据特定接收机处理技术处理多个接收到的码元流以提供多个检测到的数据流；估计多个检测到数据流的信号对噪声和干扰比 SNR；标识超过设定点的每个 SNR；以及为与超过设定点的 SNR 相关联的每个检测到的数据流确定调整后的发射功率。

本发明还提供一种包括如上的发射机单元的基站。

本发明的各个方面和实施例在以下进一步详述。本发明还提供实现本发明的各个方面、实施例和特征的方法、处理器、发射机单元、接收机单元、基站、终端、系统和其他装置和元件，如以下将详述。

附图说明

通过下面提出的结合附图的详细描述，本发明的特征、性质和优点将变得更加明显，附图中相同的符号具有相同的标识，其中：

图 1 是 MIMO 系统内的发射机系统和接收机系统的实施例框图；

图 2 示出频率效率对检测后 SNR 的两张曲线图；

图 3 是用于调整发射功率以为 CCMI 接收机获得处理后 SNR 集合的过程流程图；

图 4 是说明 CCMI-SC 接收机处理技术的流程图；

图 5 是最大化频谱效率而同时最小化 CCMI-SC 接收机总体需要的发射功率的过程流程图；

图 6 是用于调整发射功率以为 MMSE 接收机获得检测后 SNR 集合的过程流程图；

图 7 是用于调整发射功率以为 MMSE-SC 接收机获得检测后 SNR 集合的过程流程图；

图 8 示出支持离散数据速率集合的通信系统的频谱效率对检测后 SNR 的曲线图；

图 9A 和 9B 是 RX MIMO/数据处理框图，它们分别实现和没有实现连续对消接收机处理技术；以及

图 10A 和 10B 是相应实现 CCMI 和 MMSE 技术的两个空间处理器框图。

具体实施方式

在此描述的用于控制数据传输的发射功率的技术可以用于各种多信道通信系统。该种多信道通信系统包括多输入、多输出 (MIMO) 通信系统、正交频分多路复用 (OFDM) 通信系统、使用 OFDM 的 MIMO 系统 (即 MIMO-OFDM 系统) 和其他。多信道通信系统还可以实现码分多址 (CDMA)、时分多址 (TDMA)、频分多址 (FDMA) 或一些其他多址技术。多址通信系统可以支持与多个终端 (即用户) 的进发通信。为了清楚，本发明的各个方面和实施例具体对 MIMO 系统描述，诸如多天线无线通信系统。

图 1 是 MIMO 系统 100 内的发射机系统 110 和接收机系统 150 的实施例框图。

在发射机系统 110 处，从数据源 112 提供给发射 (TX) 数据处理器 114 多个数据流的话务数据。每个数据流可以在单个传输信道或传输信道组上被发送。TX 数据处理器 114 为每个数据流基于为该数据流选择的特定编码方案对话务数据进行格式化、编码器交织以提供编码后的数据。所有数据流的编码后话务数据可以与在用于数据传输的传输信道的所有或一子集上的导频数据多路复用

(例如使用时分多路复用(TDM)或码分多路复用(CDM))。导频数据一般是以已知方式处理的已知的数据模式。经多路复用的每个数据流的导频和编码后话务数据然后基于为该数据流选择的特定调制方案(例如BPSK、QSPK、M-PSK或M-QAM)经(即经码元映射)以提供调制码元。每个数据流的数据速率、编码、交织和调制可以由控制器130提供的控制确定。

所有数据流的调制码元然后被提供给TX MIMO处理器120。在一实施例中, TX MIMO处理器120对每个数据流的调制码元用基于用于该数据流的发射功率量确定的相应加权进行比例缩放。TX MIMO处理器120然后将经比例缩放后的调制码元多路分解为(多达) N_T 个发射码元流,用于数据传输的(多达) N_T 个发射天线的每个一个发射码元流。多达 N_T 个发射码元流然后被提供给发射机(TMTR)122a到122t。

选定发射天线的每个发射机122接收并处理相应的发射码元流。对于OFDM系统,每个发射机变换经比例缩放的调制码元(例如使用反傅立叶变换)以形成OFDM码元,并进一步向每个OFDM码元加入循环前缀以形成对应的传输码元。每个发射机将码元流转换成一个或多个模拟信号并进一步调整(例如放大、滤波并正交调制)模拟信号以生成适于在MIMO信道上传输的已调信号。来自发射机122a到122t的多达 N_T 个已调信号然后从多达 N_T 个天线124a到124t相应被发送。

在接收机系统150处,发送的已调信号由 N_R 个天线152a到152r接收,且来自每个天线152的接收到信号被提供给相应的接收机(RCVR)154。每个接收机154调整(例如滤波、放大并下变频)接收到的信号并将调整后的信号数字化以提供相应的采样流。每个采样流进一步经处理(例如用恢复的导频解调)以获得接收到码元对应流。

RX MIMO/数据处理器160然后接收并处理 N_R 个接收到的码元流以提供 N_S 个“检测到”的数据流。RX MIMO/数据处理器160可以使用多个空间和空时接收机处理技术的任何一个对 N_R 个接收到的码元流实现空间或空时处理,其中一些在以下进一步详述。每个检测到的数据流包括一些码元,它们是为该数据流发送的调制码元的估计。RX MIMO/数据处理器160然后对每个检测到的数据进行解调、解交织并解码以恢复该数据流的话务数据。RX MIMO/数据处理器160的处理与在发射机系统110处的TX MIMO处理器120和TX数据处理器114实现的互补。

RX MIMO 处理器 160 还可以进一步导出数据流的信号对噪声和干扰比 (SNR) 估计, 以及可能的其他信道特性, 并将这些量提供给控制器 170。RX MIMO/数据处理器 160 还可以提供每个接收到帧或分组的状态、指示解码后结果的一个或多个其他性能度量以及可能的其他信息。控制器 170 控制信道状态信息 (CSI), 这可以包括所有或一些从 RX MIMO/数据处理器 160 接收到的信息。CSI 然后由 TX 数据处理器 178 处理, 由调制器 180 调制、由发射机 154a 到 154r 调整, 然后发送回发射机系统 110。

在发射机系统 110 处, 来自接收机系统 150 的已调信号由天线 124 接收, 由接收机 122 调整, 由解调器 140 解调, 并由 RX 数据处理器 142 处理以恢复接收机系统报告的 CSI。CSI 然后被提供给控制器 130 并用于为 TX 数据处理器 114 和 TX MIMO 处理器 120 生成各种控制。

控制器 130 和 170 相应引导在发射机和接收机系统处的操作。存储器 132 和 172 提供相应的控制器 130 和 170 使用的程序代码和数据的存储。

对于使用数据传输的多个 (N_T) 发射天线和多个 (N_R) 接收天线的 MIMO 系统, 由 N_T 个发射和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可以被分解成 N_S 个独立信道, 其中 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_S 个独立信道的每个被称为 MIMO 信道的空间子信道 (即传输信道)。空间子信道的数目由 MIMO 信道的本征模式数目确定, 这接着取决于信道响应矩阵 \underline{H} , 该矩阵描述了 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线间的响应。信道响应矩阵 \underline{H} 的元素由独立高斯随机变量 $\{h_{j,i}\}$ 组成, 每个描述第 i 个发射天线和第 j 个接收天线间的耦合 (即复数增益)。

一般, 每个数据流可以从一个或多个发射天线被发送。然而, 为了简洁, 以下描述都假设从每个发射天线发送一个数据流。每个空间子信道可以支持一个数据流。为了简洁, 空间子信道的数目被假设等于发射天线和接收天线的数目 (即 $N_S = N_T = N_R$)。

MIMO 系统的模型可以表示为:

$$\underline{y} = \underline{H}\underline{A}\underline{x} + \underline{n} \quad (1)$$

其中

\underline{y} 是接收到的向量, 即 $\underline{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$, 其中 $\{y_j\}$ 是在第 j 个接收天线上接收到的项, 且 $j \in \{1, \dots, N_R\}$;

\underline{x} 是发送的向量, 即 $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T$, 其中 $\{x_i\}$ 是从第 i 个发射天线上发送的项, 且 $i \in \{1, \dots, N_T\}$;

H 是 MIMO 信道的信道响应矩阵；

\underline{A} 是数据流 $\{A_i\}$ 的幅度的对角矩阵；

\underline{n} 是一加性高斯白噪声 (AWGN)，其均值向量为 $\underline{0}$ ，且协方差矩阵为 $\underline{\Lambda}_n = \sigma^2 \underline{I}$ ，

其中 $\underline{0}$ 是零向量， \underline{I} 是单位矩阵，对角线为 1，其余为零，且 σ^2 是噪声方差；以及

$[\cdot]^T$ 表示 $[\cdot]$ 的转置。

对角矩阵 \underline{A} 可以表示为：

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & A_2 & \Lambda & 0 \\ \text{M} & \text{M} & \text{O} & \text{M} \\ 0 & 0 & \Lambda & A_{N_T} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中， A_i 表示从第 i 个发射天线发送的数据流 x_i 的幅度。数据流 x_i 的幅度 A_i 和发射功率 P_i 通过 $P_i \propto A_i^2$ 相关。

MIMO 系统的模型可以表示为更紧凑的形式，如下：

$$\underline{y} = \underline{C}\underline{x} + \underline{n}, \quad (3)$$

其中复合信道矩阵 \underline{C} 被定义为 $\underline{C} = \underline{H}\underline{A}$ 。

为了简洁，MIMO 信道被假设为平缓衰落窄带信道。在该情况下，信道响应矩阵 \underline{H} 的元素是标量，且每个发射—接收天线对间的耦合 $h_{j,i}$ 可以由单个标量值表示。然而，在此描述的功率控制技术还可以用于带有在不同频率处的信道增益的频率选择信道。在该种频率选择信道中，操作带宽可以被分成多个(相等或不等带宽)的频带，使得每个频带被认为平缓衰落信道。单个频带的响应可以在实现功率控制中被考虑。

由于传播环境中的散射，从 N_T 个发射天线发送的 N_S 个数据流相互间在接收机处干扰。特别是，从一个发射天线发送的给定数据流可以由所有 N_R 个接收天线在不同的幅度和相位处被接收。每个接收到的信号可以包括来自 N_T 个发送的数据流的每个的分量。 N_R 个接收到信号会一起包括所有 N_T 个发送的数据流；然而，这些数据流在接收到信号间弥散。

可以在发射机和接收机处使用各种处理技术以缓解干扰影响。这些处理技术取决于 MIMO 信道的可用 CSI 和特性。

在发射机和接收机处的处理取决于可用 CSI，这可以被归类为或是“全 CSI”或是“部分 CSI”。全 CSI 包括在整个系统带宽上 ($N_R \times N_T$) MIMO 矩阵内每个发

射—接收天线对间的传播路径的充分特征(幅度和相位)。全 CSI 可能对于多种系统不可用或不实际。部分 CSI 可以包括例如传输信道的 SNR。

对于利用部分 CSI 的 MIMO 系统,在发射机处,每个数据流可以根据基于可获得 SNR 选择的特定编码和调制方案经编码和调制。在部分 CSI 系统中,一个数据流可以在每个天线上被发送,且每个数据流的发射功率还可以基于 SNR 和选定的编码和调制方案经调整。

在接收机处,可以使用各种接收机处理技术以处理接收到的信号以恢复发送的数据流。这些接收机处理技术可以被主要分成两类:

- 空间和空时接收机处理技术(还被称为均衡技术),以及
- “连续零化/均衡和干扰对消”接收机处理技术(还被称为“连续干扰对消”或“连续对消”接收机处理技术)。

一般,空间和空时接收机处理技术试图在接收机处分离发送的数据流。每个发送的数据流可以基于信道响应的估计通过组合发送数据流的各个分量并去除(对消)由于其他数据流分量引起的干扰而被“检测”,这些数据流包括在 N_R 个接收到信号内。这些接收机处理技术试图或者(1)对接收到的数据流进行去相关,使得没有来自其他数据流的干扰,或者(2)在有来自其他数据流的噪声和干扰的情况下,最大化每个数据流的 SNR。每个检测到的数据流然后经进一步处理(例如经解调、经解交织并经解码)以恢复数据流的话务数据。

连续干扰对消接收机处理技术试图使用空间或空时接收机处理技术恢复发送的数据流,每次一个,并对消由于每个恢复的数据流引起的干扰,使得以后恢复的数据流经历较少的干扰并能获得较高的 SNR。如果由于每个恢复的数据流引起的干扰能被准确地估计并被对消,则可以使用连续对消接收机处理技术,这需要数据流的无差错恢复。连续对消接收机处理技术一般优于空间/空时接收机处理技术。

使用的特定接收机处理技术一般取决于 MIMO 信道的特性,这可以被表示为非弥散或弥散的。非弥散 MIMO 信道经历平缓衰落(即在系统带宽上大致相等的衰减量),且弥散 MIMO 信道经历频率选择性衰落(例如在系统带宽上的不同衰减量)

对于非弥散 MIMO 信道,可以使用空间接收机处理技术以处理接收到的信号以提供检测到的数据流。这些空间接收机处理技术包括信道相关矩阵求逆(CCMI)技术以及最小均方误差(MMSE)技术。还可以使用其他空间接收机处理技

术，并在本发明的范围内。

对于弥散 MIMO 信道，信道内的时间弥散引入了码间串扰 (ISI)。为了改善性能，接收机试图恢复特定发送的数据流，需要能改善来自其他发送的数据流的干扰 (即“串话”) 以及来自所有数据流的 ISI。为了抗串话和 ISI，可以使用空时接收机处理技术以处理接收到的信号以提供检测到的数据流。这些空时接收机处理技术包括 MMSE 线性均衡器 (MMSE-LE)、判决反馈均衡器 (DFE)、最大似然贯序估计器 (MLSE) 等。

为了清楚，特别对 CCMI 和 MMSE 技术描述功率控制技术，每个带有或不带有连续对消。功率控制技术可以同样被应用到其他接收机处理技术，且这在本发明的范围内。

功率控制

在带有 N_T 个发射和 N_R 个接收天线的 MIMO 系统中，多个可分辨数据流是 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ ，当 H 是满秩矩阵时。数据流集合可以被表示为 $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_S}\}$ ，或 $\{x_i\}$ ，其中 $i \in D$ ， $D = \{1, \dots, N_S\}$ 。在接收机处的空间或空时接收机处理后每个数据流与特定“检测后” SNR γ_{post} 相关联。每个数据流 x_i 的检测后 SNR 可以被表示为：

$$\gamma_{post}(i) = \frac{P_i}{I_i}, \text{ 对于 } \forall i \in D, \quad (4)$$

其中 P_i 表示数据流 x_i 的发射功率 (即 $P_i = |x_i|^2$)，且 I_i 表示数据流 x_i 经历的 (来自其他数据流) 的噪声和干扰。检测后 SNR 取决于 MIMO 信道的特性，且对于不同数据流不同。如果使用连续对消接收机处理技术，则检测后 SNR 可以不同，这取决于数据流在接收机处被检测的特定次序，如下描述。

每个数据流的检测后 SNR 对 MIMO 系统的总频谱效率有贡献。给定数据流的频谱效率可以基于检测后 SNR 内的特定单调递增函数而被定义。可以用于频谱效率的一个函数是容量函数。在该情况下，数据流 x_i 的频谱效率 ρ_i ，对于 $i \in D$ ，可以表示为：

$$\rho_i = \log_2(1 + \gamma_{post}(i)), \quad (5)$$

且一般单位为每赫兹每秒比特 (bps/Hz)。

MIMO 系统的总频谱效率 ρ_{tot} 等于带有 N_S 个并行单输入、单输出 (SISO) 无干扰信道的系统的频率效率，且可以被表示为：

$$\rho_{tot} = \sum_{i=1}^{N_s} \rho_i \quad (6)$$

图 2 示出频率效率对检测后 SNR 的两个曲线图。曲线 212 示出频率效率随着 SNR 对数增长，如基于等式(5)计算的，这假设 SNR 方面的递增导致对应的频率效率的增加。然而，在特定通信系统中，可能频率效率有上限，这可以由例如任何给定数据流的系统支持的最大数据速率决定。曲线 214 示出在较低 SNR 处频率效率对数增加，且在 ρ_{set} 处饱和，这是频率效率的上限。饱和发生在当 SNR 内的增加不再产生频率效率内的增加时。频谱效率饱和处的 SNR 可以被表示为 γ_{set} ($\gamma_{set} \leftrightarrow \rho_{set}$)。

在一般系统内，在每个发射天线上有功率限制。在一些系统中，可用于所有 N_T 个发射天线的总发射功率 P_{tot} 在开始时可以以一些方式被分配给数据流，只要不超过每天线功率限制。例如，如果 N_T 个发射天线的每个上的功率限制为 P_{tot}/N_T ，且从每个天线发送一个数据流，则总发射功率可以均匀分布，使得 N_T 个发射天线的每个在开始时被分配以 P_{tot}/N_T ，因此，每个数据流被分配以 P_{tot}/N_T 。即使只有这些天线中的一些被用于数据传输，该情况也为真。在该情况下，如果 $N_S < N_T$ ，则每个发射天线可以至多被分配 P_{tot}/N_T ，且每个数据流可以以 P_{tot}/N_T 功率被发送。在该情况下，当数据流的数目小于发射天线数目时，在发射机处使用的总功率小于 P_{tot} ，且等于 $N_S \cdot P_{tot}/N_T$ 。

取决于用于数据流的发射功率 P_i ， $i \in D$ 以及噪声方差 σ^2 ，一些数据流的检测后 SNR 可能高于 γ_{set} 。虽然高于 γ_{set} 的检测后 SNR 可以低于帧差错率 (FER)，该类型的性能改善一般不重要，因为系统已经操作在目标 FER 或较低的 FER 处。在该情况下，导致 SNR 高于 γ_{set} 的过度发射功率没有有效地被利用，且还会引起对其他数据流的干扰。用于每个检测后 SNR 大于 γ_{set} 的数据流的发射功率因此可以被减少，使得新检测后 SNR 处于或接近 γ_{set} 。

同样，在一些系统中，可能在接收机处对于每个数据流有特定目标 SNR，这通常被称为设定点。目标 SNR 是为特定数据率获得目标 FER 需要的检测后 SNR，且可以被表示为 γ_{set} 。对于经功率控制的 MIMO 系统，如果当前用于给定数据流的发射功率导致检测后 SNR 不同于设定点，则该数据流的发射功率可以或是向上或是向下调整，使得新检测后 SNR 接近设定点。设定点可以被调整(基于检测到的帧差错或擦除)以获得目标 FER。

在此提供的技术用于控制 MIMO 系统内的数据流的发射功率，以获得各种

好处。开始时可以估计数据流的检测后 SNR。每个数据流的发射功率然后通过考虑在接收机处用于检测数据流的特定接收机处理技术而确定。新发射功率试图将检测到数据流的检测后 SNR 维持在饱和检测后 SNR 处或之下(对于带有频谱效率上限的系统)或在设定点处或附近(对于带有规定频谱效率的系统)。

如上所述,数据流的检测后 SNR 取决于在接收机处使用的特定接收机处理技术以检测数据流。而且,发射功率和用于检测到的数据流的检测后 SNR 间的关系对于不同接收机处理技术可以去相关或未去相关。在此为带有不同特性的接收机处理技术的不同类提供了不同功率控制方案。在第一类中,检测到的数据流由接收机处理去耦合,且改变一个数据流的发射功率不影响其他数据流的检测后 SNR。第一类包括 CCMI 和带有连续对消接收机处理技术的 CCMI(即 CCMI-SC)。在第二类中,给定数据流的检测后 SNR 可以耦合到其他数据流的发射功率的一个或多个,且一个数据流的发射功率的改变可以影响其他数据流的检测后 SNR。该第二类包括 MMSE 和带有连续对消接收机处理技术的 MMSE(即 MMSE-SC)。CCMI、CCMI-SC、MMSE 和 MMSE-SC 接收机处理技术的功率控制在此以下更详细地描述。

CCMI 接收机的功率控制

CCMI 接收机处理技术(已知为解相关或迫零技术)是一种不需要发射机处的全 CSI 的干扰对消技术。有 CCMI 技术情况下,发射机可以从每个发射天线发送独立数据流。接收机首先对接收到向量 \underline{y} 实现信道匹配滤波器操作,这表示接收到的码元流。产生的向量 $\underline{\tilde{x}}$ 可以被表示为:

$$\begin{aligned}\underline{\tilde{x}} &= \underline{\mathbf{C}}^H \underline{y} \\ &= \underline{\mathbf{C}}^H \underline{\mathbf{C}} \underline{x} + \underline{\mathbf{C}}^H \underline{n}\end{aligned}\quad (7)$$

其中 $[\cdot]^H$ 表示 $[\cdot]$ 的共轭转置。

复合信道相关矩阵 \underline{R} 可以被定义为:

$$\underline{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{C}}^H \underline{\mathbf{C}} \quad (8)$$

等式(7)可以被重写为:

$$\underline{\tilde{x}} = \underline{\mathbf{R}} \underline{x} + \underline{\mathbf{C}}^H \underline{n} \quad (9)$$

由于 \underline{R} 是维数 N_r 的平方矩阵,它对发送的数据流 \underline{x} 引起的干扰可以通过将

$\tilde{\mathbf{x}}$ 乘以 \mathbf{R} 的逆 \mathbf{R}^{-1} 而对消，以获得以下：

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{R}^{-1}\tilde{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}}\end{aligned}\quad (10)$$

向量 $\hat{\mathbf{x}}$ 表示检测到的数据流，这是发送的数据流的估计。 $\tilde{\mathbf{n}}$ 的协方差矩阵可以被表示为：

$$\tilde{\mathbf{\Lambda}}_n = (\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}^H)\mathbf{\Lambda}_n(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}^H)^H = \mathbf{R}^{-1}\sigma^2 \quad (11)$$

由于 \mathbf{R}^{-1} 的结构，CCMI 技术可能放大噪声。

对于 CCMI 技术，数据流 x_i 的检测后 SNR 可以被表示为：

$$\gamma_{ccmi}(i) = \frac{P_i}{r_{ii}\sigma^2}, \text{ 对于 } \forall i \in D \quad (12)$$

其中 P_i 是数据流 x_i 的发射功率， σ^2 是接收机处的噪声功率， r_{ii} 是 \mathbf{R}^{-1} 的第 i 个对角元素。值得注意的是，在等式 (12) 的分母内无干扰项。这是因为数据流由 CCMI 处理解相关，因此相互不干扰。

CCMI 接收机处理技术在以下专利申请中有所描述：美国专利申请序列号 09/993087，题为“Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication system”，提交于 2001 年 11 月 6 日；美国专利申请序列号 09/854235，题为“Method and Apparatus for Processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information”，提交于 2001 年 5 月 11 日；以及美国专利申请序列号 09/826481 以及 09/956449，两者题为“Method and Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System”，相应地提交于 2001 年 3 月 23 和 2001 年 9 月 18 日。这些申请都被转让给本发明的受让人，并在此引入作为参考。

功率控制的关键目标在于使用最少的发射功率量以获得最高可能频谱效率。CCMI 接收机处理为检测后的数据流提供检测后 SNR 集合。如上所述，给定数据流的频谱效率可能有上限。该频谱效率 ρ_{set} 对应 SNR γ_{set} 。如果任何给定数据流的检测后 SNR 大于 γ_{set} ，则该数据流的发射功率可以经调整以减少发射功率而不影响频谱效率。

图 3 是处理 300 流图，用于调整发射功率以为 CCMI 接收机获得检测后 SNR

集合。处理 300 确定获得最大化频谱效率的检测后 SNR 集合需要的最小总发射功率。开始时，用于表示数据流数的变量 i 被初始化为 1 (即 $i=1$) (步骤 312)。集合内的每个检测后 SNR 然后被检查，且用于对应数据流的新发射功率 \hat{P}_i 在步骤 314 处开始被确定。

对于每个数据流，首先确定检测后 SNR $\gamma_{post}(i)$ 是否大于 γ_{set} (步骤 314)。(在图中， $\gamma_{post}(i)$ 被表示为 $SNR(i)$ ， γ_{set} 被表示为 SNR_{set})。如果回答为否，则该数据流的发射功率不经调整 (即 $\hat{P}_i = P_i$) 且过程进行到步骤 320。否则，如果 $\gamma_{post}(i) > \gamma_{set}$ ，则确定获得 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$ 的数据流 x_i 的新发射功率 \hat{P}_i (步骤 316)。 \hat{P}_i 和 γ_{set} 间的关系可以被表示为：

$$\gamma_{set} = \frac{\hat{P}_i}{\sum_{ii} \sigma^2} \quad (13)$$

为 CCMI 技术使用等式 (13) 与等式 (12)，数据流 x_i 使用的新发射功率可以被表示为：

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i \quad (14)$$

其中对于 CCMI 技术， $\gamma_{post}(i) = \gamma_{ccmi}(i)$ 。等式 (14) 内的简单关系是检测后 SNR 和发射功率间的线性关系结果，如等式 (12) 示出。

然后确定是否考虑了集合内的所有检测后 SNR (步骤 320)。如果回答为否，则变量 i 被递增 (步骤 322)，过程回到步骤 314 以评估集合内的另一检测后 SNR。否则，过程终止。

图 3 内示出的过程产生用于数据流的发射功率集合 $\{\hat{P}_i\}$ ，其中 $i \in D$ 。该集合包括经调整获得 γ_{set} 的发射功率。

如果任何初始检测后 SNR 大于 γ_{set} ，则使得这些检测后 SNR 达到 γ_{set} 的新发射功率 \hat{P}_i 会低于初始发射功率 P_i 。节省的总功率可以被确定为：

$$\Delta P_{total} = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} P_i \right) - 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{N_s} \hat{P}_i \right), \quad (15)$$

其中新发射功率 \hat{P}_i 可以或可以不等于初始发射功率 P_i ，这取决于初始检测后 SNR 是否大于 γ_{set} 。

CCMI-SC 接收机的功率控制

可以连同连续干扰对消一起使用 CCMI 技术。对于 CCMI-SC 技术，接收到

的码元流使用 CCMI 空间接收机处理被处理以基于特定检测次序每次恢复一个数据流。随着每个数据流被恢复，使用复合信道矩阵 \underline{C} 估计它对还未被恢复的数据流对其它引起的干扰。估计的干扰然后从接收到的码元流中减去即对消，且修改后的码元流然后被处理以恢复下一数据流。对于该递归技术，复合信道矩阵在每一级被连续缩短以去除刚被恢复的数据流，且过程重复直到恢复了所有数据流。

图 4 说明 CCMI-SC 接收机处理技术的过程 400 的流图。开始时， N_R 个接收到的信号经处理以获得 N_R 个对应接收到的码元流(这被标为接收向量 \underline{y}) (步骤 412)。还估计复合信道矩阵 \underline{C} ，例如基于包括在数据传输内的导频(也是步骤 412)。接收检测数据流的特定次序(步骤 414)。该检测次序可以被表示为 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_T}\}$ ，其中 d_k 是第 k 级中要恢复的数据流的标识。用于表示迭代(或级)数的变量 k 在第一次迭代时被初始化为 1 (即 $k=1$)，且变量 i 被设定为 $i = d_k$ (步骤 416)。

对以检测次序 D 检测第一数据流的第一次迭代，CCMI 空间接收机处理开始对接收到的码元流实现(步骤 422)。这可以通过在接收向量 \underline{y} 上实现信道匹配滤波操作而实现，如等式(7)内示出的，然后将产生的向量 \underline{x} 左乘复合信道相关矩阵的逆 \underline{R}^{-1} ，如等式(10)示出，以提供 N_S 个检测到的数据流。然后选择一个特定检测到数据流 \hat{x}_i ，按接收到的检测次序确定的，并估计该数据流的检测后 SNR $\gamma_{post}(i)$ (步骤 424)。检测到数据流 \hat{x}_i 可以进一步被处理(解调、解交织以及解码)以恢复数据流的发送话务数据(步骤 426)。

然后确定是否检测所有数据流(步骤 428)。如果回答为是，则接收机处理终止。否则，估计由于检测到数据流 \hat{x}_i 引起的对剩余还未检测的数据流的干扰(步骤 430)。干扰可以通过首先对检测到的数据流的解码后数据进行重新编码、对重新编码后的数据进行交织并对交织后的数据进行码元映射(使用在发射机端为该数据流使用的相同编码、交织和调制方案)以获得“重新调制”后的码元流。重新调制后的码元流是先前从 N_T 个发射天线的一个发送的第 i 个码元流的估计。重新调制的码元流然后与复合信道向量 \underline{c}_i 卷积(该向量是矩阵 \underline{C} 的第 i 列，并对应于检测到的数据流 \hat{x}_i) 以导出在第 k 级该数据流引起的 N_R 个干扰分量的向量 \underline{i}^k 。

由于检测后数据流 \hat{x}_i 引起的估计的干扰然后从接收到的码元流中减去以为下一迭代导出修改后的码元流(即 $\underline{y}^{k+1} = \underline{y}^k - \underline{i}^k$ ，其中 $\underline{y}^1 = \underline{y}$) (步骤 432)。如果没

有发送这些检测到数据流 x_i ，则这些修改后的码元流表示可以在接收机处获得的接收到的码元流(即假设有效实现了干扰对消)。

然后通过移去对应检测到数据流 x_i 的列 c_i 而获得修改后的复合信道矩阵 C_{k+1} 。矩阵 C_{k+1} 因此在第一次迭代后被减少到 $N_r \times (N_t - 1)$ 。变量 k 然后为下一代递增(即 $k=k+1$)，且变量 i 再此被设定为 $i = d_k$ (步骤 436)。过程然后回到步骤 422 以恢复下一数据流。

图 4 内示出的过程因此可以对修改后的码元流重复以恢复剩余的数据流。特别是，从步骤 422 到 426 为每个要恢复的数据流实现，且步骤 430 到 436 在如果有另一数据流要被恢复时实现。

对于第一次迭代，接收到的码元流使用 CCMI 技术经处理。且对于每次相继的迭代，修改后的码元流(即在干扰对消之后)使用 CCMI 技术被处理。每次迭代的处理以与合适替换输入码元流类似的方式进行。在接着第一次迭代后的每次迭代中，由于在先前迭代内恢复的数据流引起的干扰被认为对消了，则减少了复合信道矩阵的维数。

CCMI-SC 接收机处理技术在前述的美国专利申请号 09/993087、09/854235、09/826481 和 09/956449 内有进一步详细描述。

对于 CCMI-SC 技术，数据流 x_i 的检测后 SNR 可以被表示为：

$$\gamma_{ccmi-sc}(i) = \frac{P_i}{r_{ii} \sigma^2}, \text{ 对于 } \forall i \in D \quad (16)$$

其中 r_{ii} 是 R_k^{-1} 的第 i 个对角线元件，且在接收机处被应用的矩阵 C_k 和 R_k^{-1} 在检测过程的每一级处被重新确定，因为这些矩阵随着数据流被检测而改变，并去除其对其他数据流引起的干扰。

当吞吐量是检测后 SNR 的单调递增函数时，如等式(5)示出，数据流在接收机处被恢复的次序可能或可能对总频谱效率没有影响，这取决于使用的接收机类型。对于 CCMI-SC 接收机，改变检测次序影响总频率效率。

由于不同的检测次序可以与 CCMI-SC 接收机的不同频谱效率相关，则可以评估多个检测次序以确定在被评估中提供最佳频谱效率的特定检测次序。可以对所有可能检测次序实现穷尽搜索以获得获得最高可能频谱效率的特定检测次序。在任何情况下，发射功率可以经调整以为带有最佳频谱效率的检测次序获得需要的检测后 SNR。

图 5 是过程 500 流程图，用于最大化频谱效率而同时最小化 CCMI-SC 接收机

的总需要发射功率。开始时，确定要被评估的检测次序列表(步骤 512)。在一实施例中，评估所有可能检测次序。在该情况下，对于有 N_s 个数据流的系统，有 N_s 阶乘 ($N_s!$) 可能的检测次序。用于表示所有评估检测次序获得的最大频谱效率的变量被初始化为零(即 $\rho_{\max} = 0$) (步骤 514)，且对于第一次迭代，用于表示迭代数的变量 n 被初始化为 1 (即 $n = 1$) (步骤 516)。第一检测次序然后在步骤 520 开始处被评估。

对于要被评估的当前检测次序 D_n ，接收到的码元流开始时使用 CCMI-SC 技术被处理且基于该检测次序以获得用于检测后的数据流的检测后 SNR (步骤 520)。步骤 520 可以使用图 4 示出的过程实现。对于大于 γ_{set} 的集合内的每个检测后 SNR，检测后 SNR 通过将其设定为 γ_{set} 而经调整(即 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$) (步骤 522)。当前检测次序的所有检测后数据流基于调整后的检测后 SNR 经确定，如等式 (5) 和 (6) 示出(步骤 524)。

然后确定当前检测次序的频谱效率 ρ_n 是否高于至今获得的最佳频谱效率(步骤 526)。如果回答为否定，则过程进行到步骤 530。否则，当前检测次序的频谱效率被保存为最佳频谱效率(即 $\rho_{\max} = \rho_n$)，且该检测次序的检测后 SNR 集合也被保存(步骤 528)。

然后确定是否评估了列表内的所有检测次序(步骤 530)。如果回答为否，则变量 n 对于下一迭代递增(即 $n = n + 1$) (步骤 532)，且过程回到步骤 520 以评估下一检测次序。否则，如果所有检测次序都被评估了，则确定获得对应最佳频谱效率的检测后 SNR 需要的发射功率(步骤 534)。步骤 534 如图 3 内示出。过程然后中止。

对于 CCMI-SC 技术，当 $N_s = 2$ 时，当首先恢复带有更小检测后 SNR 的数据流且最后恢复带有较高检测后 SNR 的数据流时产生最高频谱效率。对于 $N_s > 2$ ，最小到最大 γ_{post} 检测次序的最优化随着数据流 N_s 的数目增加而减少。

如图 5 示出的过程确定的，为所有被评估的检测次序获得的最大频谱效率 ρ_{\max} 为检测到的其初始检测后 SNR 超过 γ_{set} 的数据流使用经调整后的 $\gamma_{post} = \gamma_{set}$ 检测后 SNR。然后确定对应 ρ_{\max} 的经调整检测后 SNR 集合的发射功率。由于检测后数据流在 CCMI-SC 接收机的输出处经去耦合，改变一个数据流的发射功率不会影响任何其他数据流的检测后 SNR。因此，确定获得经调整 SNR γ_{set} 的发射功率可以为每个其初始检测后 SNR 超过 γ_{set} 的数据流独立进行。

图 3 示出的过程可以用于确定获得对应于最大频谱效率 ρ_{\max} 的经调整检测

后 SNR 集合需要的发射功率。对于大于 γ_{set} 的集合内的每个初始检测后 SNR，用于数据流以获得 $\gamma_{post} = \gamma_{set}$ 的新发射功率 \hat{P}_i 可以被表示为：

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i \quad (17)$$

其中对于 CCMI-SC 技术， $\gamma_{post}(i) = \gamma_{ccmi-sc}(i)$ 。

图 3 内功率调整的结果是用于数据流的发射功率集合 $\{\hat{P}_i\}$ ， $i \in D$ 。该集合包括被调整以获得 γ_{set} 的发射功率。为新发射功率节省的总功率可以基于等式 (15) 被确定。

MMSE 接收机的功率控制

对于 MMSE 空间接收机处理技术，发射机还从每个发射天线发送独立数据流。接收机实现接收到向量 \underline{y} 与两个矩阵 \underline{M} 和 \underline{D}_v^{-1} 的乘法以导出发射向量 \underline{x} 的无偏 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ 。无偏 MMSE 估计可以表示为：

$$\hat{\underline{x}} = \underline{D}_v^{-1} \underline{M} \underline{y} \quad (18)$$

其中

$$\underline{y} = \underline{x} + \underline{n} \quad ;$$

$$\underline{M} = \underline{C}^T (\underline{C} \underline{C}^T + \underline{\Lambda}_n)^{-1} \quad ;$$

$$\underline{D}_v^{-1} = \text{diag} (1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_T N_T}) \quad ,$$

其中 v_{ii} 是矩阵 \underline{V} 的对角元素，该矩阵定义为：

$$\underline{V} = \underline{M} \underline{C} \quad (19)$$

矩阵 \underline{M} 的选择使得 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ 以及发送向量 \underline{x} 间的均方误差最小化。矩阵 \underline{D}_v^{-1} 用于保证 $\hat{\underline{x}}$ 是 \underline{x} 的无偏估计。

对于 MMSE 技术，数据流 x_i 的检测后 SNR 可以表示为：

$$\gamma_{mmse}(i) = \frac{v_{ii}}{1-v_{ii}} P_i \quad , \quad \text{对于 } \forall i \in D \quad , \quad (20)$$

其中 P_i 是数据流 x_i 的发射功率， v_{ii} 是矩阵 \underline{V} 的第 i 个对角元素。等式 (20) 可以被重写为：

$$\gamma_{mmse}(i) = \frac{P_i}{\alpha_i} \quad , \quad (21)$$

其中 $\alpha_i = \frac{1-v_{ii}}{v_{ii}}$ 。可以在等式 (20) 和 (21) 中观察到数据流 x_i 的检测后 SNR 是数据

流 x_i 的发射功率 P_i 的线性函数。

MMSE 接收机处理技术在上述的美国专利申请序列号 09/993087、09/854235、09/826481 以及 09/956449 中被进一步描述。

功率控制还可以用于 MMSE 接收机以最大化频谱效率而同时最小化发射功率。MMSE 处理为检测到数据流提供了检测后 SNR 集合。如果任何给定数据流的检测后 SNR 大于 γ_{set} ，则数据流的发射功率可以经调整以减少发射功率而不影响频谱效率。

MMSE 技术的一种特性是它不对发送数据流去相关。因此，一个数据流的检测后 SNR 可以是任何其他数据流的发射功率函数。由于 MMSE 技术不对数据流去相关，所以一个数据流的发射功率内的改变可以潜在地影响所有其他数据流的检测后 SNR。MMSE 接收机的功率控制然后可以迭代地实现以获得期望的结果。

图 6 是过程 600 的流图，用于调整发射功率以获得 MMSE 接收机的检测后 SNR 集合。过程 600 确定获得最大化 MMSE 接收机频谱效率的检测后 SNR 集合需要的最小总发射功率。开始时，MMSE 空间接收机处理在接收到的码元流上实现以获得检测后数据流的检测后 SNR 集合(步骤 608)。变量 Repeat 用于指明重复功率调整是否被设定为“否”(步骤 610)，且用于指明数据流号的变量 i 被初始化为 1(即 $i=1$) (步骤 612)。集合内的每个检测后 SNR 然后被检查且在步骤 614 开始确定用于对应数据流的新发射功率 \hat{P}_i 。

对于每个数据流，首先确定检测后 SNR $\gamma_{post}(i)$ 是否大于 γ_{set} (步骤 614)。或者，只有如果 $\gamma_{post}(i)$ 大于 γ_{set} 加上某个 delta(即 $\gamma_{post}(i) > (\gamma_{set} + \gamma_{\Delta})$) 才进行功率调整。如果回答为否，则该数据流的发射功率不经调整(即 $\hat{P}_i = P_i$) 且过程进行到步骤 620。否则，确定数据流 x_i 的发射功率 \hat{P}_i 以获得 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$ (步骤 616)。 \hat{P}_i 和 γ_{set} 间的关系可以被表示为：

$$\gamma_{set} = \frac{\hat{P}_i}{\alpha_i} \quad (22)$$

使用用于 MMSE 技术的等式 (22) 连同等式 (21)，用于数据流 x_i 的发射功率可以表示为：

$$\hat{P}_i = \frac{\gamma_{set}}{\gamma_{post}(i)} P_i \quad (23)$$

其中对于 MMSE 接收机， $\gamma_{post}(i) = \gamma_{mmse}(i)$ 。

由于减少数据流 x_i 的发射功率会使得一些其他数据流的检测后 SNR 增加到

高于 γ_{set} ，变量 Repeat 被设定为“是”（步骤 618）。如果任何数据流的发射功率在当前迭代中减少，则通过再一次相继迭代这会导致调整的检测后 SNR 集合的重新评估。

然后确定是否考虑了集合内的所有检测后 SNR（步骤 620）。如果回答为否，则递增变量 i （步骤 622），且过程返回步骤 614 以评估集合内的另一检测后 SNR。

否则，如果考虑了集合内的所有 SNR，则确定 Repeat 是否被设定为“是”（步骤 624）。如果回答为否，则指明在最近迭代中没有对任何数据流调整发射功率，则过程中止。否则，过程回到步骤 608 以实现通过检测后 SNR 集合的另一迭代。

对于每次可能重新调整数据流的发射功率的相继迭代，在先前迭代中确定的发射功率 $\{\hat{P}_i\}$ ， $i \in D$ ，用于 MMSE 处理。尤其是，数据流的新幅度 $\{A_i\}$ ， $i \in D$ 开始时基于新发射功率 $\{\hat{P}_i\}$ ， $i \in D$ 被确定，以导出新复合信道矩阵 \underline{C} 。矩阵 \underline{M} 和 \underline{D}_v^{-1} 然后基于新复合信道矩阵被更新，如等式 (18) 示出。更新后的矩阵 \underline{M} 和 \underline{D}_v^{-1} 被用于步骤 608 内对接收到的码元的 MMSE 处理。

图 6 示出的功率控制过程产生用于数据流的发射功率 $\{\hat{P}_i\}$ 集合， $i \in D$ 。该集合包括被调整以获得 γ_{set} 的发射功率。节省的总功率可以使用等式 (15) 被确定。

MMSE-SC 接收机的功率控制

MMSE 技术还可以连同连续干扰对消一起使用。对于 MMSE-SC 技术，接收到的向量 \underline{y} 使用 MMSE 空间接收机处理以递归的方式基于特定检测次序每次恢复一个数据流。MMSE-SC 技术可以使用图 4 内示出的过程实现，除了 MMSE 空间接收机处理在步骤 422 内实现，而不是实现 CCMI 空间接收机处理。图 4 示出的处理结果是检测到数据流的检测后 SNR 集合。

对于 MMSE-SC 技术，数据流 x_i 的检测后 SNR 可以如等式 (20) 内示出而表示，即：

$$\gamma_{mmse-sc}(i) = \frac{v_{ii}}{1-v_{ii}} P_i, \text{ 对于 } \forall i \in D$$

然而，矩阵 \underline{V} 对于 MMSE-SC 接收机的不同级不同。数据流 x_i 的检测后 SNR 因此取决于其被恢复的特定级而不同。

MMSE-SC 接收机的一种特性是它不对数据流去相关。这是因为用于每一级

的空间接收机处理的所基于的 MMSE 技术不对数据流去相关。对于 MMSE-SC 接收机的每一级，恢复一个数据流，且该数据流的检测后 SNR 可以是所有还未被恢复的数据流的发射功率的函数。一旦该数据流被恢复了，估计并去除其对剩余还未被恢复的数据流的干扰。如果干扰抵消有效，则该数据流对于相继恢复的数据流没有(或有最小)影响，则该数据流的发射功率不会影响相继恢复的数据流的检测后 SNR。因此，调整给定数据流 x_i 的发射功率会影响在 x_i 前恢复的数据流的检测后 SNR(同样，如果干扰抵消被有效实现)。为了减少计算复杂性，数据流的发射功率可以使用反向检测次序而经调整。

图 7 是过程 700 的流程图，该过程用于调整发射功率以取得用于 MMSE-SC 接收机的检测后 SNR 集合。该 SNR 集合可以开始时通过实现图 4 内示出的对于 MMSE-SC 接收机的处理而获得，且可以包括超过 γ_{set} 的 SNR。

开始时，获得对应检测后 SNR 的特定检测次序(步骤 710)。该检测次序可以被表示为 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_s}\}$ ，其中 d_k 是在 MMSE-SC 接收机的第 k 级恢复的数据流的索引。用于表示级数的变量 k 被初始化最近恢复的数据流的级数(即 $k = N_s$) 且在第 k 级检测到的数据流 x_i 的索引 i 被设定为 $i = d_k$ (步骤 712)。

首先确定数据流 x_i 的检测后 SNR $\gamma_{post}(i)$ 是否大于 γ_{set} (步骤 714)。或者，只有如果 $\gamma_{post}(i)$ 大于 γ_{set} 某个 delta 量时才进行功率调整。如果回答为否，则该数据流的发射功率不经调整(即 $\hat{P}_i = P_i$)，且过程进行到步骤 720。否则，如等式 (23) 示出的确定获得 $\gamma_{post}(i) = \gamma_{set}$ 的用于数据流 x_i 的新发射功率 \hat{P}_i (步骤 716)。

然后确定是否考虑了所有数据流(步骤 720)。如果回答为真，则过程中止。否则变量 k 递减，且数据流索引 i 被设定为 $i = d_k$ (步骤 722)，且评估下一先前级。

在任何给定级 k ，任何稍候恢复的数据流的发射功率的减少会使得在该级恢复的数据流的检测后 SNR 高于 γ_{set} 。因此，然后确定对于接着级 k 恢复的任何数据流有发射功率调整(步骤 730)。如果回答为否，则过程回到步骤 714 以为当前级 k 评估数据流。否则，如果有功率调整，则为级 k 对接收到的码元流实现 MMSE 空间接收机处理以获得在级 k 处检测到的数据流的检测后 SNR(步骤 732)。这可以通过首先确定还未在级 k 被恢复的数据流，这些被标为 $D_k = \{d_k, \dots, d_{N_s}\}$ 。原来用于在级 k 检测的数据流的发射功率然后与在级 k 后检测的数据流(至少其中一个已经改变了)的发射功率一起用于确定在级 k 检测到的数据流的检测后 SNR。在以反次序实现 MMSE-SC 处理时，每级的复合信道矩阵

增加对于第一级且成为 $N_R \times N_T$ 的原始维数。

图 7 内功率调整结果是用于数据流的发射功率集合 $\{\hat{P}_i\}$, $i \in D$ 。该集合包括已经被调整以获得 γ_{set} 的发射功率。为新发射功率保存的总功率可以基于等式 (15) 而确定。

MMSE-SC 接收机的另一特性是当对检测后 SNR 没有上限时(即 γ_{set} 不存在)检测次序对于频谱效率没有影响。对于 MMSE-SC 接收机, 改变检测次序会导致对于检测到的数据流不同的检测后 SNR, 但所有数据流的总频谱效率保持不变。然而, 如果对检测后 SNR 有上限且使用功率控制, 则不同的检测次序可以与不同的总频谱效率相关。在该情况下, 多个不同检测次序可以经评估以确定在这些被评估的中间提供最佳频谱效率的一个。或者, 可以在所有可能检测次序上实现穷尽搜索以确定获得最高频谱效率的特定检测次序。

图 5 示出的过程还可以用于最大化频谱效率而同时最小化 MMSE-SC 接收机总需要的发射功率。同样, 要被评估的检测次序列表在开始时被确定(步骤 512)。

对于要评估的每个检测次序, 接收到的码元流在开始时使用 MMSE-SC 技术被处理, 且基于该检测次序以获得检测到数据流的检测后 SNR 集合(步骤 520)。集合内每个大于 γ_{set} 的 SNR 经调整到 γ_{set} (步骤 522), 且发射功率此后相应经调整以获得调整后的 SNR。由于当使用 MMSE 处理时给定数据流的检测后 SNR 可以是其他数据流的发射功率的函数, 则一个数据流内的发射功率的调整可能引起其他数据流的检测后 SNR 改变。然而, 对于 MMSE-SC 接收, 一个数据流的发射功率的改变只会影响先前被检测的数据流的检测后 SNR。这可以通过图 7 内示出的过程而在实现 SNR 调整中被考虑。然而, SNR 的这些改变一般对于总频率效率的边际影响很小, 且可以忽略。在任何一种情况下, 确定每个检测次序的频谱效率(步骤 524)。

可以每次一个地评估列表内的所有检测次序, 且保存产生最高频谱效率 ρ_{max} 的对应特定检测次序的检测后 SNR 集合(步骤 528)。然后例如使用图 7 示出的过程确定获得对应 ρ_{max} 的经调整检测后 SNR 集合需要的发射功率。

在此描述的功率控制可以以多种方式实现。在一实现中, 导频连同每个数据流一起被发送以使得接收机能估计数据流的检测后 SNR。导频可以在数据流允许的峰值发射功率被发送(即 $P_i = P_{peak}$)。在接收机处, 接收到的码元流被处理且检测后的数据流的检测后 SNR 反映如果对数据流使用峰值发射功率会获得的

SNR。然后如上所述实现功率控制以确定在接收机处为检测到的数据流获得 γ_{set} 需要的最小发射功率。数据流的功率调整会指示从峰发射功率的回退量。

在另一实现中，检测到数据流的检测后 SNR 反映实际用于数据流的发射功率。数据流的功率调整会指示与当前发射功率的差(即 delta)。

离散数据速率的功率控制

在以上的描述中，假设频谱效率是检测后 SNR 的连续函数，如等式(5)和图 2 内曲线 212 示出。而且，上述的系统使得频谱效率为任何不超过 ρ_{set} 的实值。然而一般的通信系统只可以支持每个数据流的离散数据速率集合。数据速率集合可以或可以不对于所有数据流相同。然而为了简洁，一个数据速率集合被假设用于所有数据流。

图 8 示出支持离散数据速率的通信系统的频谱效率对检测后 SNR 的曲线图。该数据速率集合可以被转换成离散频谱效率的集合且进一步与获得给定数据流的目标 FER 需要的离散检测后 SNR 集合相关联。

在图 8 内，离散频谱效率在纵轴上被标为 $\rho_{set}(r)$ ，其中 r 被用于列举 R 个离散数据速率(即 $1 \leq r \leq R$)。该系统的频谱效率函数由图线 822 示出(粗实线)。最高频谱效率为 $\rho_{set}(1)$ ，且对应 $\gamma_{set}(1)$ 。离散操作点在 $(\gamma_{set}(r), \rho_{set}(r))$ ， $1 \leq r \leq R$ ，这对应获得对应于频谱效率需要的最小检测后 SNR，如粗圈 824 所示。

对于带有如图 8 内示出的频谱效率函数的通信系统，检测后 SNR 方面的增长可能不会提供频谱效率方面的改善。因此，使用比在操作频谱效率处的目标 FER 更多的发射功率会导致附加发射功率的无效使用。即使过量发射功率可能导致较低的 FER，FER 方面的这一改善不会很重要，因为已经获得了目标 FER。

以上描述的功率控制技术可以用于支持离散数据速率的系统。功率控制的目标用于确定对应获得操作频谱效率需要的最小 SNR 对应的每个数据流的发射功率。可以为所有不在离散 $\gamma_{set}(r)$ 点操作的数据流确定新发射功率。

图 8 还示出一示例，其中虚线 826a 到 826c 示出的三个数据流的初始操作点不在离散操作点上。这些数据流的每个的发射功率可以减少一回退量 $B0(i)$ ， $i \in D$ ，使得经调整的检测后 SNR 位于离散操作点的 $\gamma_{set}(r)$ 的顶部。这会导致数据流在较低发射功率处操作而不引起频谱效率损失。如图 8 示出，数据流 x_1 的检测后 SNR 可以回退 $B0(1)$ ，以获得频谱效率 $\rho_{set}(1)$ 需要的 $\gamma_{set}(1)$ ，数据流 x_2 的检测后 SNR 可以回退 $B0(2)$ ，以获得获得频谱效率 $\rho_{set}(3)$ 需要的 $\gamma_{set}(3)$ ，且数据流 x_3 的

检测后 SNR 可以回退 $B_0(3)$ ，以获得获得频谱效率 $\rho_{set}(4)$ 需要的 $\gamma_{set}(4)$ 。

对于 CCMI 和 CCMI-SC 接收机，由于数据流在这些接收机的输出处被去耦合，则每个数据流的发射功率可以调整相应的回退量 $B_0(i)$ ，而不影响其他数据流的检测后 SNR。

对于不需要连续对消的 MMSE 接收机，每个数据流的检测后 SNR 可以是所有数据流上的发射功率函数，如上所述。该耦合可能不允许所有的检测后 SNR 调整到准确地位于理想操作点顶部。在该情况下，检测后 SNR 可以经调整使得它们尽可能地超过 $\gamma_{set}(r)$ 最小的量。同样，可以评估多个可能的调整以确定最佳回退量集合。

对于 MMSE-SC 接收机，数据流的检测后 SNR 可以以反检测次序经调整，如上所述。每个数据流的检测后 SNR 可以调整回退量 $B_0(i)$ 以获得离散操作点，除了要恢复的可能第一数据流。

规定频谱效率的功率控制

以上描述的级数可以用于获得给定总发射功率 P_{tot} 的最大频谱效率。对于使用部分 CSI 发送的 MIMO 系统，最优化取决于在接收机处使用的特定空间接收机处理技术以及用于发射机和接收机的编码和调制获得的频谱效率。

上述技术还用于确定获得规定频谱效率需要的发射功率最小量。对于 MIMO 系统，不是最大化频谱效率，对于系统可能以以下方式操作，其中每个用户的数据速率或频谱效率受到控制而不是发射功率。在该情况下，系统可以规定特定的数据速率，且发射机的目标是使用最小发射功率量以获得该规定的速率。同样，最优化取决于在接收机处使用的特定空间接收机处理技术以及系统的编码和调制方案性能。

可以如下实现一特定方案，以为使用部分 CSI 的 MIMO 系统确定获得规定频谱效率需要的最小量发射功率。对于该 MIMO 系统，假设发射机使用 N_T 个发射天线，每个能以多达最大发射功率 P_{max} 的发射功率发送。所有 N_T 个发射天线的总发射功率是 $P_{tot} = N_T \cdot P_{max}$ 。

对于该方案，获得最大频谱效率的发射天线集合开始时基于假设峰值发射功率 P_{max} 用于每个天线的假设而被确定。该集合被表示为“最优”集合 \mathcal{O} 。给定发射天线获得的频谱效率取决于该天线获得的检测后 SNR，这接着取决于在接收机处使用的特定接收机处理技术。对于使用连续干扰对消的接收机处理技

术，不同的检测次序会导致对发射天线不同的检测后 SNR。在该情况下，可以评估不同的检测次序以确定获得最大频谱效率的发射天线集合。由于每个发射天线上的数据流是对其他发射天线上数据流的干扰，如果不使用连续干扰抵消，最优集合 O 可以包括少于 N_T 个天线，且如果使用连续干扰抵消，则一般包括所有 N_T 个发射天线。因此，最优集合 O 可以包括所有 N_T 个发射天线或这些天线的一子集。

在一实施例中，规定的频谱效率通过使用最小数量发射天线而获得。对于该实施例，集合 O 内的发射天线的检测后 SNR 首先按从最高到最低检测后 SNR 被排序。从集合 O 内的排序后的发射天线，确定获得规定频谱效率需要的最小发射天线数 N_{req} 。这可以通过每次选择集合 O 内一个发射天线而获得，开始于带有最高检测后 SNR 的一个，且维持所有选定发射天线的频谱效率的运行总量。与大于或等于规定频谱效率的集合频谱效率相关的发射天线被标为需要集合 R 。集合 R 包括 N_{req} 个发射天线，其中 $N_{req} \leq N_T$ 。

对于集合 R 内的 N_{req} 个发射天线，确定获得规定频谱效率需要的发射功率的最小量。在一实施例中，相同的回退量被均匀地应用到所有 N_{req} 个发射天线，且对所有 N_{req} 个发射天线使用相同量的发射功率量。该回退量可以以迭代方式被确定，通过为 N_{req} 个发射天线向上或向下调整发射功率直到以最小发射功率量获得固定的频谱效率。对于使用离散数据速率集合发送数据的系统，可以为 N_{req} 个发射天线使用不同的发射功率，这可以如上所述被确定。

或者，不是如上所述用最小数量的发射天线获得规定频谱效率，可以选用多于 N_{req} 的发射天线，且每个选定发射天线的发射功率可以被调整得更低。还可以实现用于确定获得规定频谱效率的发射功率最小量的其他方案，且这在本发明的范围内。

可以在发射机或接收机处确定(1)用于数据传输的特定发射天线集合，以及(2)用于每个选定发射天线的发射功率量。如果在接收机处确定，则发射机可以被提供指示选定的发射天线以及获得规定频谱效率的其发射功率的控制信息 $\gamma_{set}(i)$ 。

由于链路条件可以随着时间改变，所以用于选定发射天线的发射功率可以相应地经调整以在存在改变链路条件情况下获得频谱效率。在选定发射天线上发送的数据流的检测后 SNR 可以基于特定的(例如 CCMI、CCMI-SC、MMSE 或 MMSE-SC)空间接收机处理技术而被确定。每个检测后 SNR 可以大于或小于获得

为该发射天线指定的频谱效率需要的设定点 $\gamma_{set}(i)$ 。每个选定发射天线的发射功率可以向上或向下调整，使得经调整后的 SNR 位于或接近设定点 $\gamma_{set}(i)$ 。如上所述，对于没有连续对消的 MMSE 接收机，可能不能将检测后 SNR 准确地设定在所有选定发射天线的设定点处，在该情况下，调整可以使得所有检测到的发射天线获得或超过其设定点而同时最小化过度发射功率量。功率调整还可以为所有选定发射天线一起实现。

接收机可以向发射机提供功率控制信息以使得发射机能为选定的发射天线调整发射功率。例如，接收机可以为每个选定发射天线提供功率控制比特，或可能为所有选定发射天线提供一个功率控制比特。每个功率控制比特可以指明发射功率向上或向下调整一预定量。还可以使用其他功率控制机制，且在本发明的范围内。

MIMO 系统的功率分配还在美国专利序列号[代理人号 020038]内描述，题为“Reallocation of Excess Power for Full Channel-State Information(CSI) Multiple-Input, Multiple-Output(MIMO) System”，提交于 2002 年 1 月 23 日，被转让给本发明受让人，在此引入作为参考。

接收机

图 9A 是能实现连续对消接收机处理技术的 RX MIMO/数据处理器 160a 的框图。来自 N_T 个发射天线的发送信号由 N_R 个天线 152a 到 152r 的每个接收并路由到相应的接收机 154。每个接收机 154 处理相应的接收到信号，并向 RX MIMO/数据处理器 160a 提供对应的接收到码元流。

在图 9A 内示出的实施例中，RX MIMO/数据处理器 160a 包括多个连续(即级联)接收机处理级 910，对于要恢复的每个发送数据流一个级。每个接收机处理级 910(除了最后一级 910n)包括空间处理器 920、RX 数据处理器 930 一级干扰对消器 940，且最后级 910n 只包括空间处理器 920n 和 RX 数据处理器 930n。

对于第一接收机处理级 910a，空间处理器 920a 接收来自接收机 154a 到 154r 的 N_R 个接收到码元流(被表示为向量 \underline{y})并基于特定(例如 CCMI 或 MMSE)接收机处理技术进行处理以提供 N_T 个检测到的数据流(被表示为向量 $\hat{\underline{x}}^1$)。选择一个被检测到数据流(例如检测次序 $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{N_T}\}$ 内的第一流，并被提供给 RX 数据处理器 930a。处理器 930a 还处理(例如解调、解交织并解码)选择的经检测的数据流 \hat{x}_i ，其中对于第一级 $i = d_1$ ，以提供解码后的数据流。空间处理器

920 还提供检测数据流的 CSI，这可以是以上述检测后 SNR 的形式。

对于从第二到最后级即 910b 到 910n 的每级，该级的空间处理器接收并处理来自先前级的干扰对消器的 N_R 个修改后码元流以导出该级的经检测的数据流。同样，选择一个检测到数据流并由 RX 数据处理器处理以提供该级的解码后数据流。

对于第一接收机处理级 910a，干扰对消器 940a 接收来自接收机 154 的 N_R 个接收到码元（表示为向量 \underline{y}^1 ）。且对于第二级到倒数第二级的每一个，该级内的干扰对消接收来自先前级内干扰对消的 N_R 个修改后码元流。每个干扰对消器还从同一级的 RX 数据处理器接收解码后的数据流，并实现（例如编码、交织、调制、信道响应等）以导出 N_R 个重新调制后码元流（被表示为向量 \underline{i} ），它是对于由解码后数据流引起的干扰分量的估计。重新调制后的码元流从该级的输入码元流中减去以导出 N_R 个修改后的码元流，它包括除了减去（即对消的）分量以外的所有。 N_R 个修改后的码元流然后被提供给下一级。

图 9B 是不实现连续对消接收机处理技术的 RX MIMO/数据处理器 160b 的框图。接收到的码元流（被表示为向量 \underline{y} ）被提供给空间处理器 920，且基于特定空间接收机处理技术被处理以提供检测到数据流（被表示为向量 $\underline{\hat{x}}$ ）。RX 数据处理器 930 然后接收并处理检测到数据流以提供解码后数据流。空间处理器 920 还提供检测后数据流的 CSI。

图 10A 是空间处理器 920x 的实施例，它实现 CCMI 技术。空间处理器 920x 可以用于图 9A 内的每个空间处理器 920a 到 920n 以及图 9B 内的空间处理器 920。在空间处理器 920x 内，接收到或修改后的码元流（被表示为向量 \underline{y} ）在开始时由匹配滤波器 1012 滤波，它将向量 \underline{y} 左乘复合信道矩阵的共轭转置 \underline{C}^H ，如等式 (7) 内示出的。乘法器 1014 进一步将滤波后的向量左乘方阵逆 \underline{R}^{-1} 以形成发送向量 \underline{x} 的估计 $\underline{\hat{x}}$ ，如等式 (10) 内示出的。

向量 $\underline{\hat{x}}$ 被提供给信道估计器 1018，它估计信道响应矩阵 \underline{H} 。一般，矩阵 \underline{H} 可以基于对应导频数据或话务数据或两者的码元而被估计。信道估计器 1018 然后将信道系数矩阵 \underline{H} 乘以对角矩阵 \underline{A} 以获得复合信道矩阵 \underline{C} 。信道处理器 1020 然后根据 $\underline{R} = \underline{C}^H \underline{C}$ 导出复合信道相关矩阵 \underline{R} ，如等式 (8) 示出的。信道估计器 1018 和矩阵处理器 1020 分别向匹配滤波器 1012 和乘法器 1014 提供了矩阵 \underline{C}^H 和 \underline{R}^{-1} 。

空间处理器 920x 向 RX 数据处理器 930 提供一个或多个检测到数据流，这

还处理(例如解调、解交织以及解码)每个检测到数据流以提供对应的解码后数据流。

CSI 处理器 1016 为检测到数据流确定 CSI, 这可以是以如等式(12)内所示的确定的检测后 SNR 形式。CSI 可以用于为数据流确定发射功率。

图 10B 示出空间处理器 920y 的实施例, 它实现 MMSE 技术。类似于 CCMI 技术, 矩阵 H 和 Λ_n 可以首先基于导频和/或话务数据被估计。矩阵 M 和 D_v^{-1} 然后根据等式(18)被确定。

在空间处理器 920y 内, 乘法器 1022 开始时将接收到或修改后的码元流(被表示为向量 y)左乘矩阵 M 以获得发送向量 \hat{x} 的初始估计, 如等式(18)内所示。乘法器 1024 还将初始估计左乘对角矩阵 D_v^{-1} 以形成发送向量 \hat{x} 的无偏估计 \hat{x} , 如等式(18)内示出。无偏估计 \hat{x} 对应检测到数据流。无偏估计 \hat{x} 还被提供给自适应处理器 1026, 它基于等式(18)导出矩阵 M 和 D_v^{-1} 。

信道处理器 920y 将一个或多个检测到数据流提供给 RX 数据处理器 930 用于进一步处理。CSI 处理器 1016 为检测到数据流确定 CSI, 这再次也是以检测后 SNR 的形式。

CCMI、CCMI-SC、MMSE 和 MMSE-SC 接收机在上述的美国专利申请序列号 09/993087、09/854235、09/826481 和 09/956449 内进一步详细描述。在图 9A 和 9B 中, 每个空间处理器 920 可以用空时处理器被替换, 对于频率选择性衰落内的弥散信道它可以实现 DFE、MMSE-LE 或 MLSE。

功率控制可以由发射机和接收机系统实现。在一实施例中, 接收机系统对接收到的码元流实现空间或空时接收机处理以获得检测到的数据流, 估计检测到的数据流的检测后 SNR, 为每个检测到的数据流确定功率调整, 并提供指示哪些数据流需要功率调整的信息。在一实施例中, 接收机系统还为需要调整的每个数据流提供功率调整量。在另一实施例中, 功率调整量是预定或固定的(例如 0.5 dB), 且不需要被报告。

回到图 1, 在接收机系统 150 处, 控制器 170 可以接收检测后的 SNR 并确定功率调整。控制器 170 然后可以提供功率控制信息以及可能的发射机系统需要的其他信息以合适地处理并发送数据流, 这可以一起被称为部分 CSI。部分 CSI 可以包括检测后 SNR、数据速率和用于数据流的编码和调制方案、功率调整等或它们的任何组合。部分 CSI 然后由 TX 数据处理器 178 处理、由调制器 180 调制、发射机调整并由天线 152 发送。

在发射机系统 110 处，来自接收机系统 150 的发送信号由天线 124 接收。接收到的信号然后由接收机 122 经调整、由解调器 140 经解调、进一步由 RX 数据处理器 142 处理以恢复报告的 CSI，报告的 CSI 被提供给控制器 130。控制器 130 然后提供各种控制以处理（例如编码和调制）数据流并调整这些数据流的发射功率。

在此描述的用于控制发射功率的技术可以用于各种多信道通信系统，包括 MIMO 系统、OFDM 系统、MIMO-OFDM 系统等。这些技术可以被有利地用于带有特定最大可允许频谱效率 ρ_{set} 的系统（如图 2 说明），且用于支持数据流的一个或多个离散数据速率集合的系统（如图 8 说明）。

在此描述的技术用于控制每个数据流的发射功率，这些数据流可以在一个或多个传输信道被发送。每个数据流可以与特定数据速率和特定编码和调制方案相关联。对于多址通信系统，每个数据流可以与不同的接收机相关联。

为了简洁，功率控制特别为 CCMI、CCMI-SC、MMSE 和 MMSE-SC 接收机处理技术而描述。在此描述的功率控制还可用于其他接收机处理技术，且这在本发明的范围内。例如，这些功率控制技术还可以结合空时处理技术一起使用。

在此描述的功率控制技术可以由各种方式实现。例如，这些技术可以以硬件、软件或其组合实现。对于硬件实现，用于控制数据流的发射功率的元件可以在以下元件内实现：一个或多个应用专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理设备 (DSPD)、可编程逻辑设备 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、设计以实现在此描述的功能的其他电子单元或其组合。

对于软件实现，功率控制可以用实现上述功能的模块（例如进程、函数等）实现。软件代码可以被存储在存储器单元内（例如图 1 内的存储器 132 和/或 172）并由处理器执行（例如控制器 130 和/或 170）。存储器单元可以在处理器内或处理器外实现，在该情况下，它可以通过领域内各种方式通信耦合到处理器。

标题在此被包括用于参考并用于帮助定位某些部分。这些标题不是用于限制以下描述的概念，而是这些概念可以应用到整个说明的其他部分。

上述优选实施例的描述使本领域的技术人员能制造或使用本发明。这些实施例的各种修改对于本领域的技术人员来说是显而易见的，这里定义的一般原理可以被应用于其它实施例中而不使用创造能力。因此，本发明并不限于这里示出的实施例，而要符合与这里揭示的原理和新颖特征一致的最宽泛的范围。

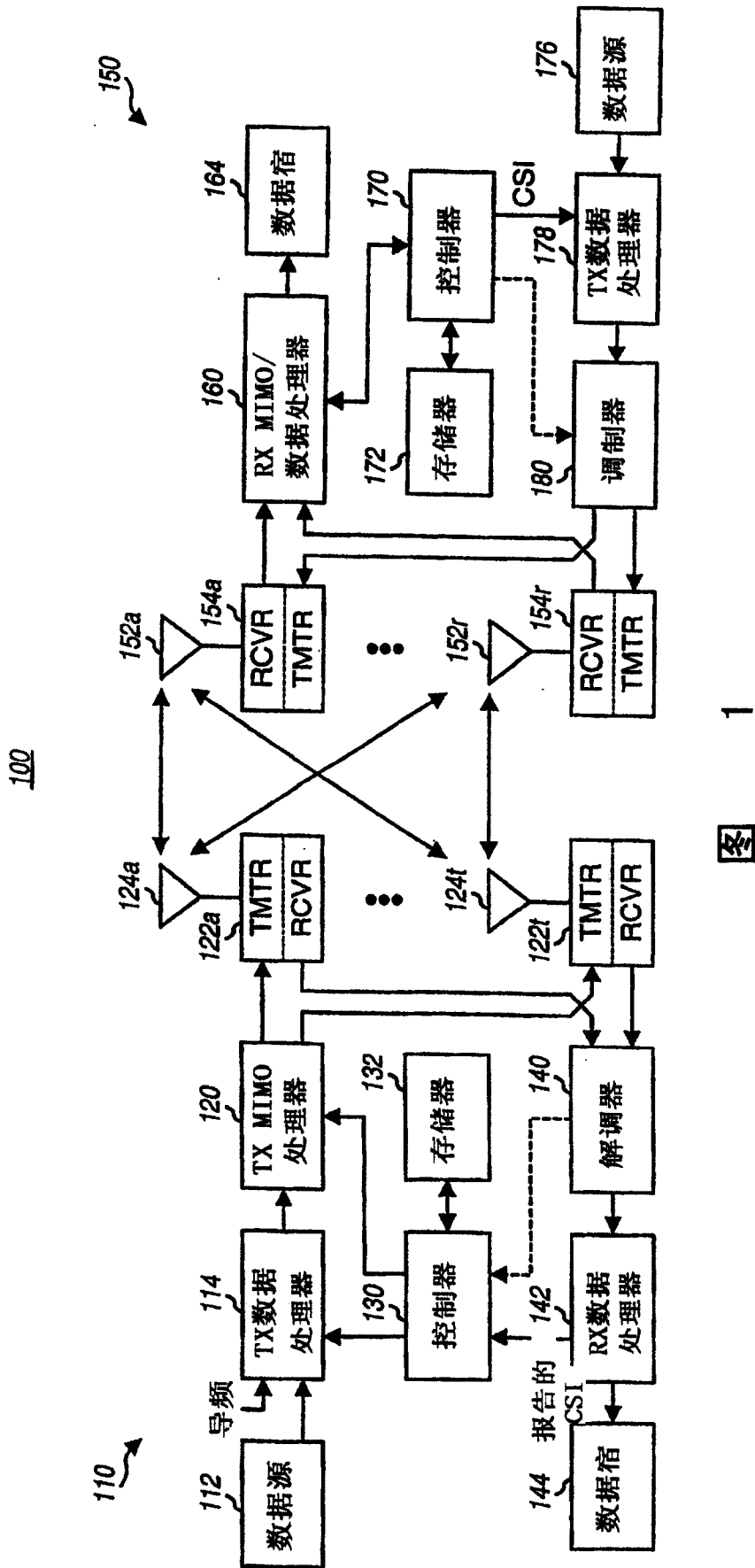


图 1

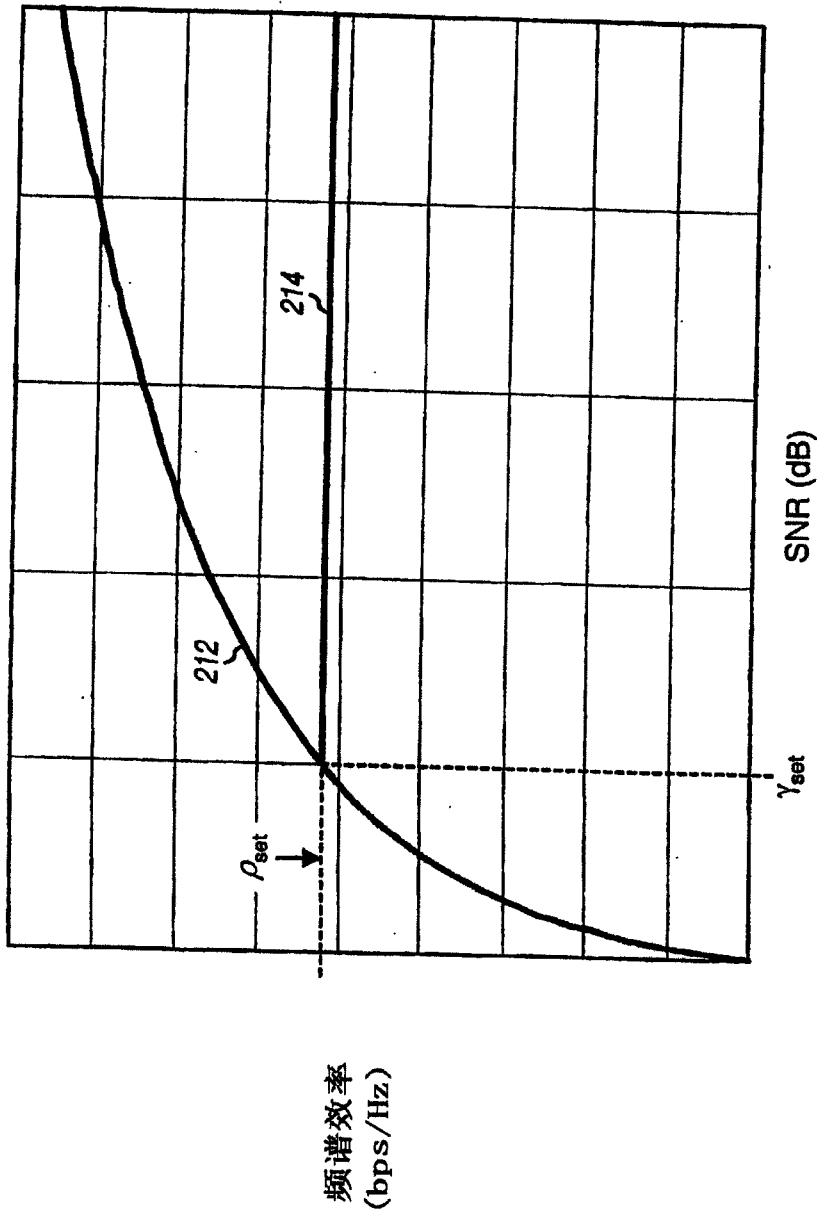


图 2

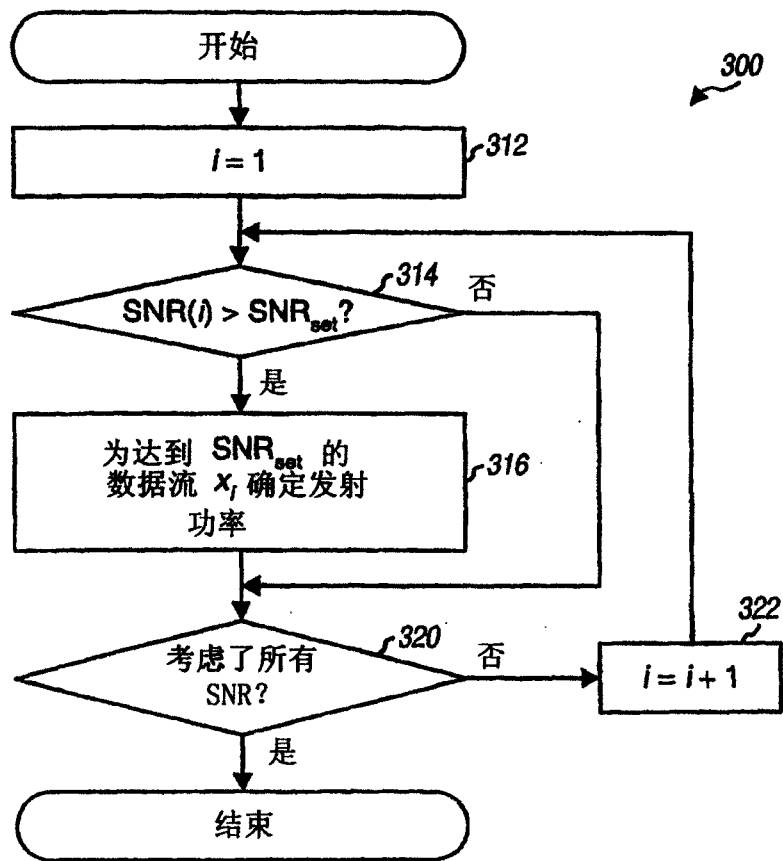


图 3

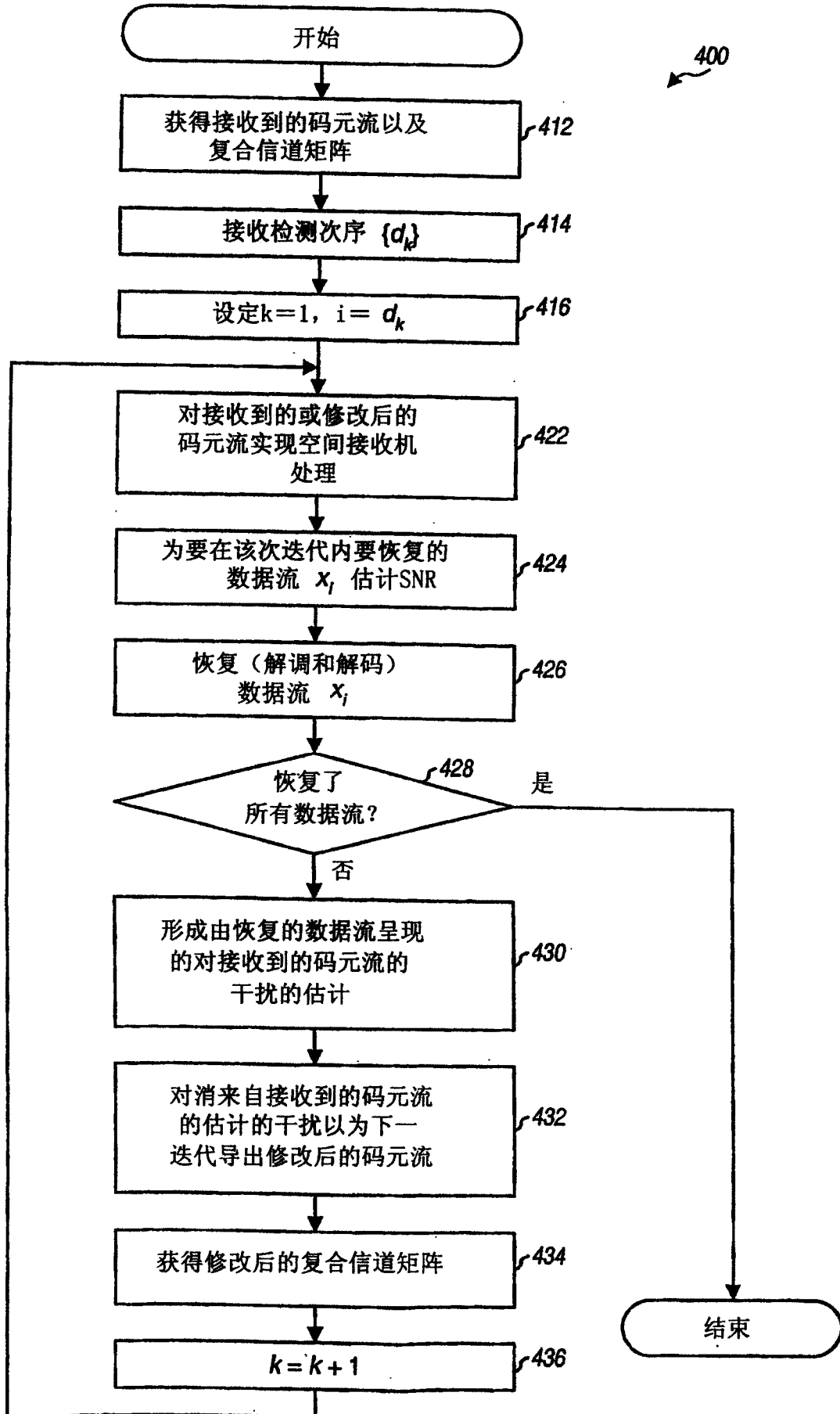


图 4

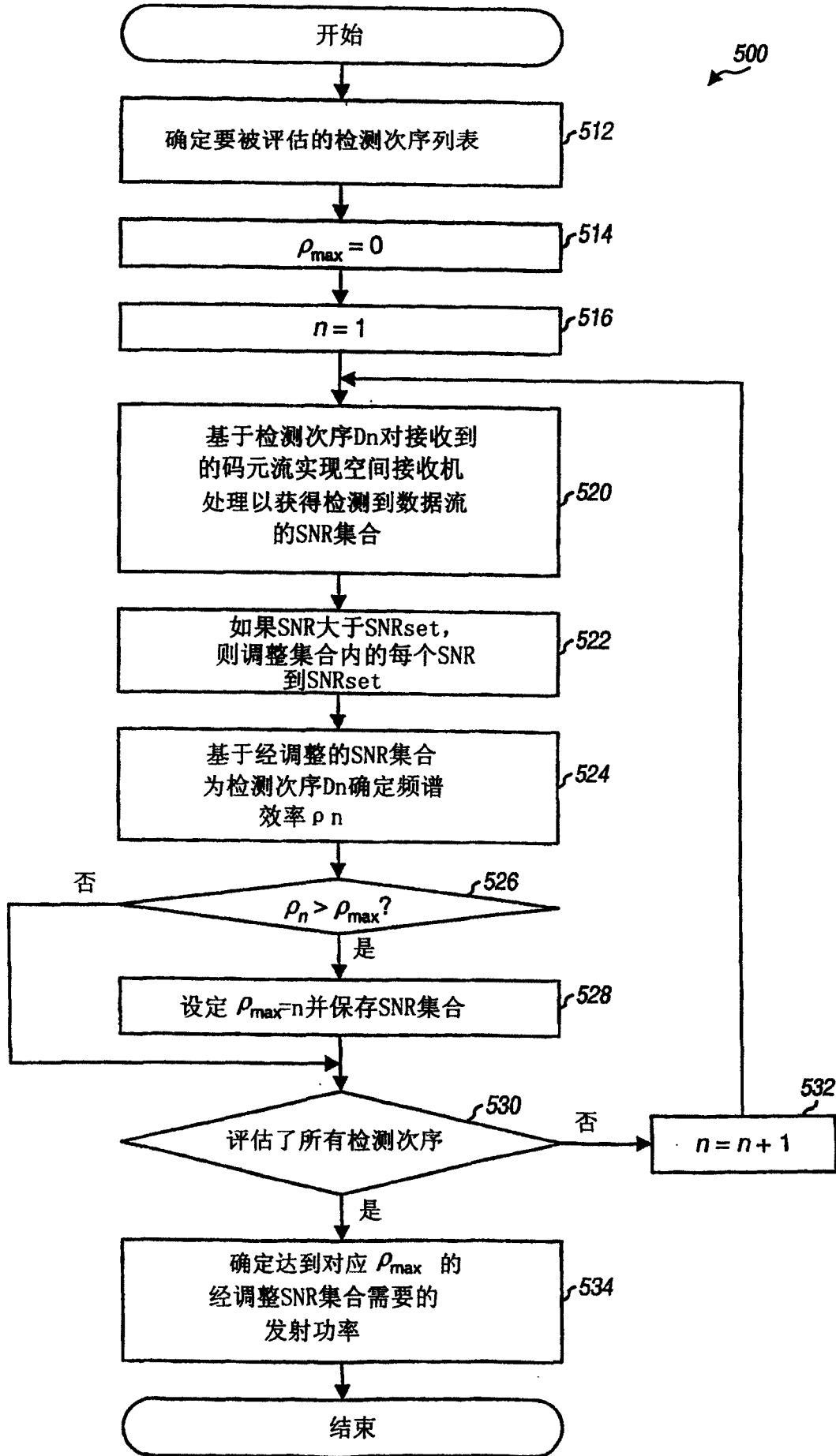


图 5

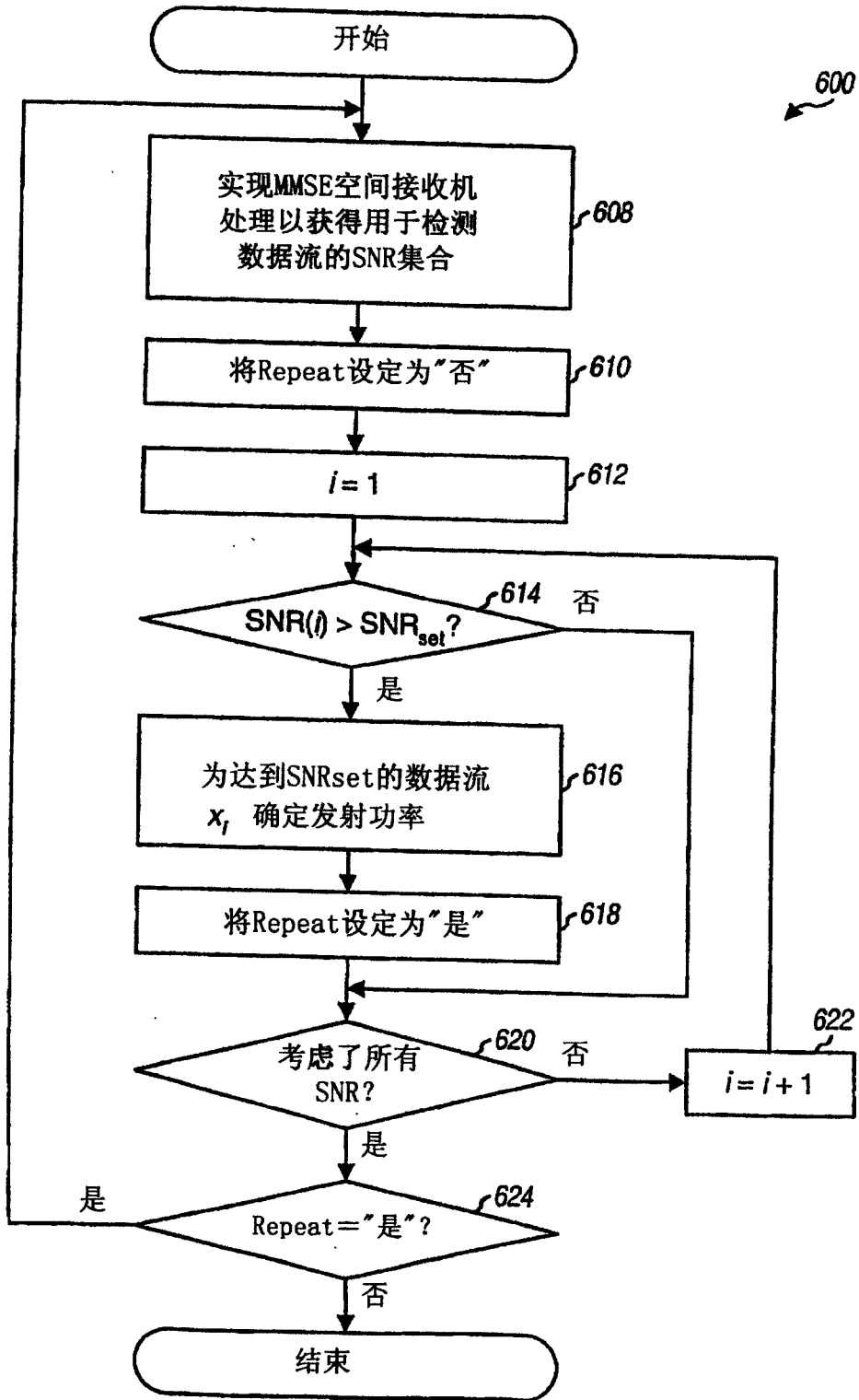


图 6

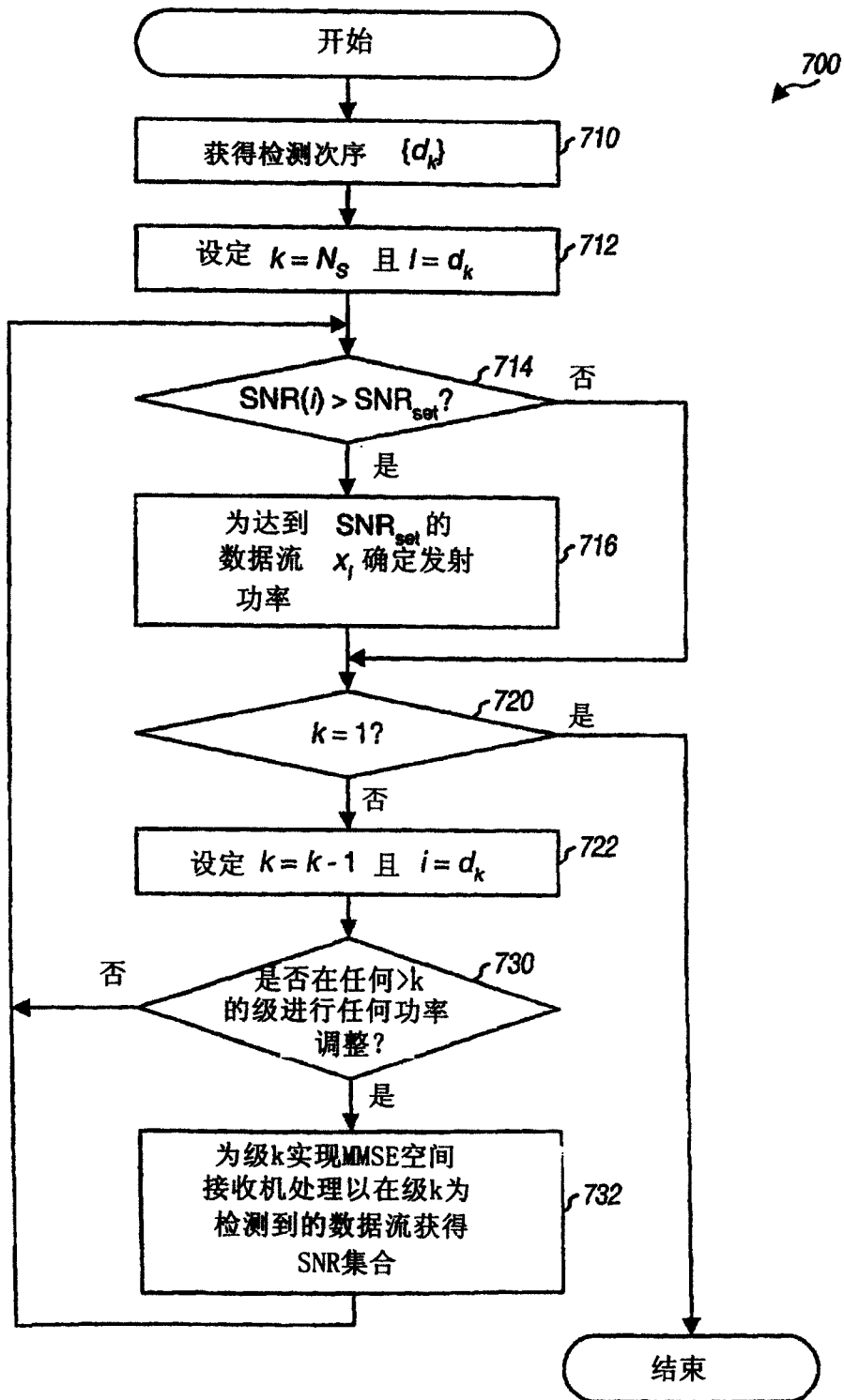


图 7

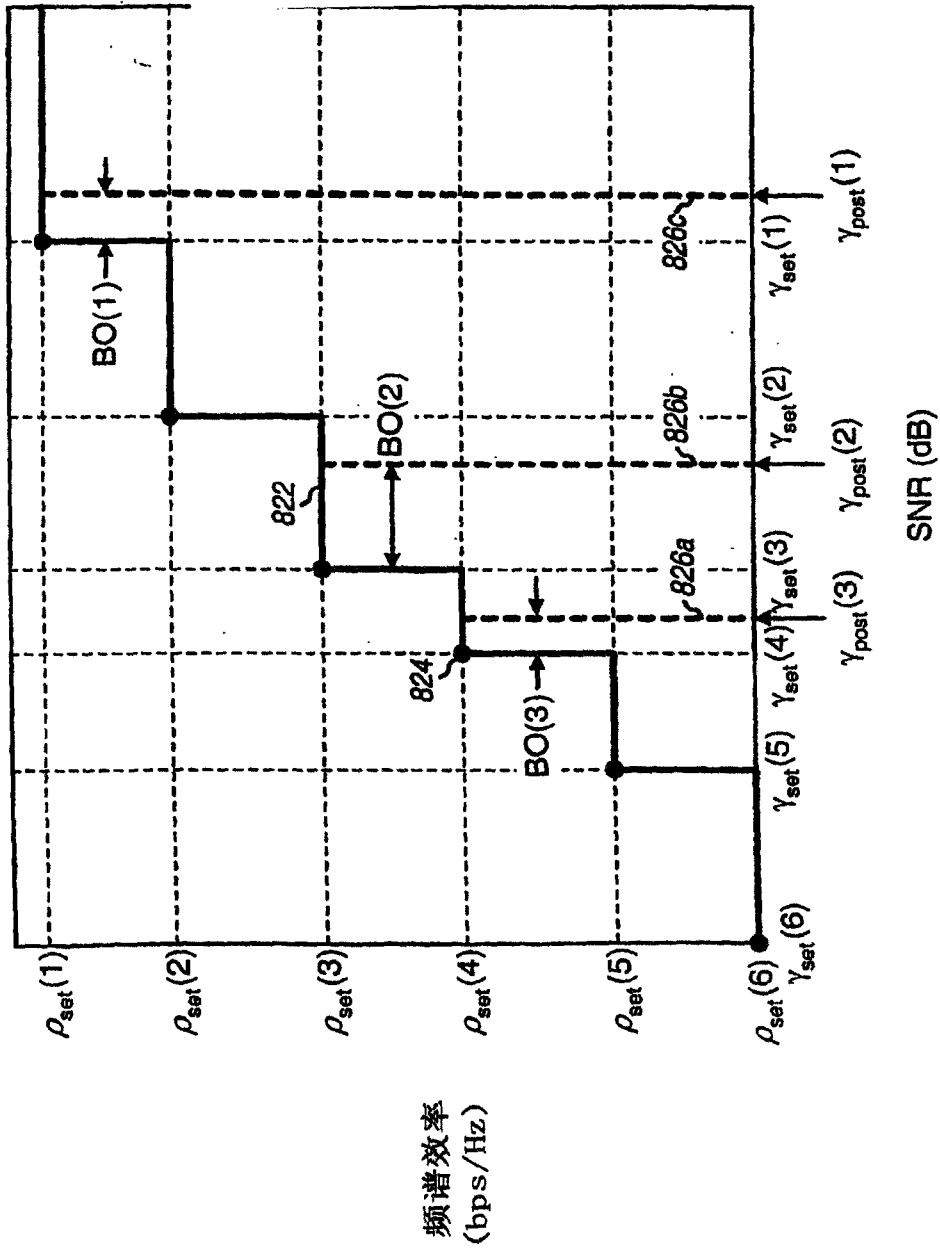


图 8

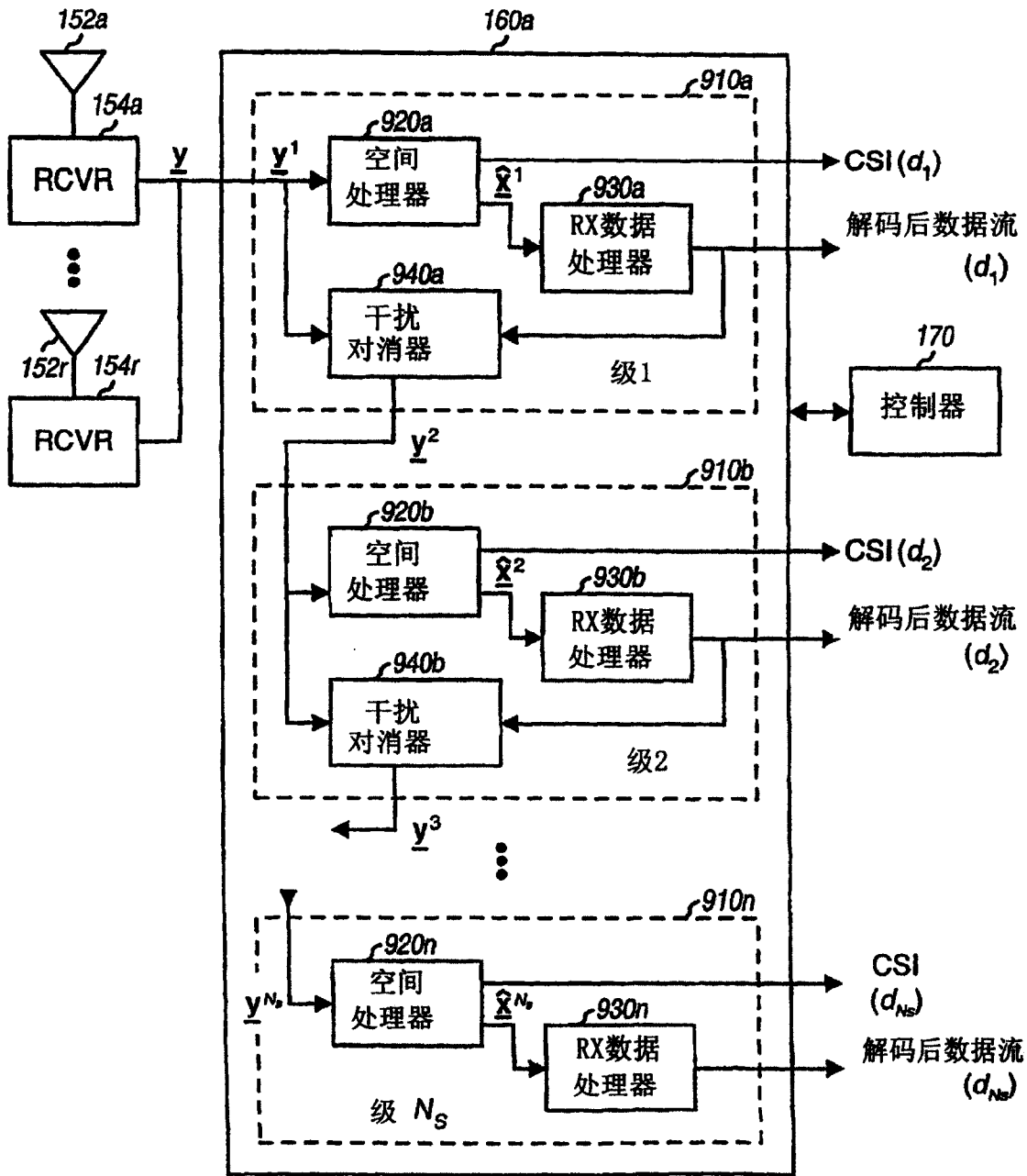


图 9A

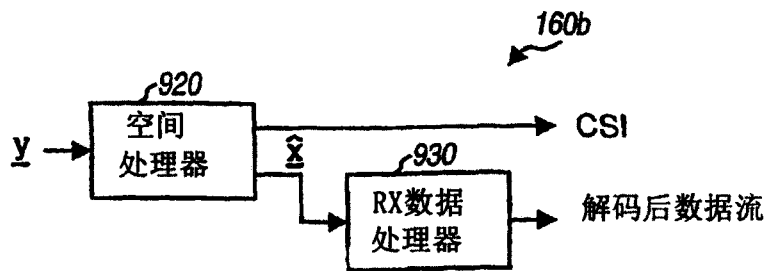


图 9B

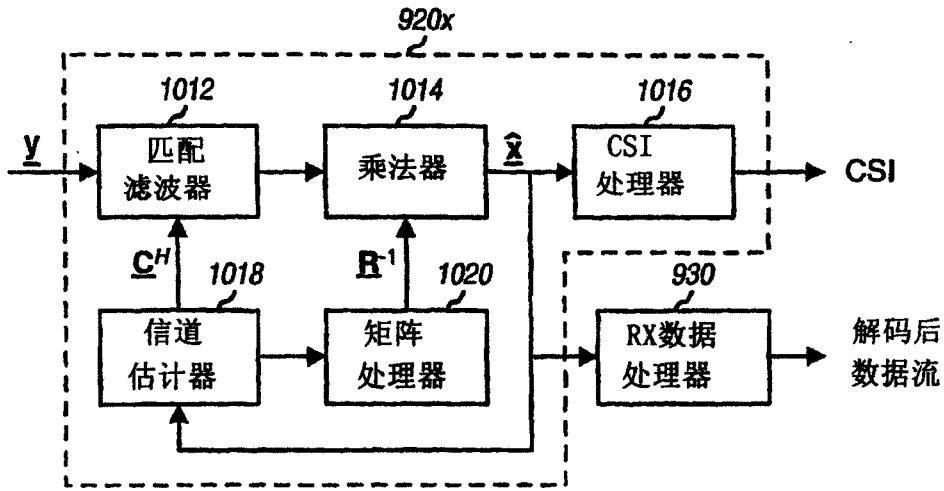


图 10A

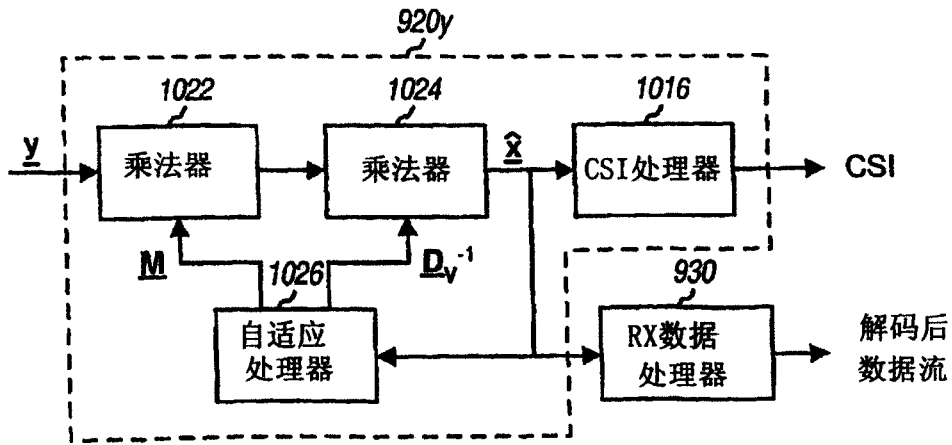


图 10B