

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 7/08 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02808558.2

[45] 授权公告日 2009年6月24日

[11] 授权公告号 CN 100505577C

[22] 申请日 2002.3.22 [21] 申请号 02808558.2

[30] 优先权

[32] 2001.3.23 [33] US [31] 09/816,481

[86] 国际申请 PCT/US2002/008733 2002.3.22

[87] 国际公布 WO2002/078211 英 2002.10.3

[85] 进入国家阶段日期 2003.10.20

[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 F·林 J·R·沃尔顿

S·J·霍华德 M·华莱士

J·W·凯彻姆

[56] 参考文献

WO-9809381A1 1998.3.5

CN-1275293A 2000.11.29

US-6131016A 2000.10.10

US-5844922A 1998.12.1

A comparison of differential and coherent reception for acoded OFDM system in a low C/I environment. BAUM K L ET AL. GLOBECOM '97. 1997

审查员 喻文芳

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 钱慰民

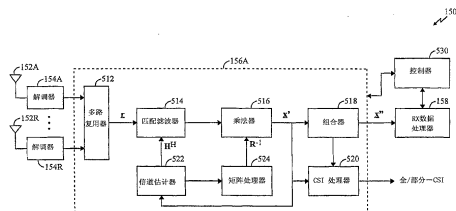
权利要求书6页 说明书24页 附图8页

[54] 发明名称

在无线通信系统中利用信道状态信息的方法和装置

[57] 摘要

在多输入多输出(MIMO)通信系统内从发射机单元到接收机单元的数据发射技术。在这一方法中,多个信号通过多个接收天线被接收,连同从发射机单元接收到的信号。接收到的信号经处理以导出信道状态信息(CSI),它指明用于数据传输的许多传输信道的特征。CSI被发射回发射机单元。在发射机单元,从接收机单元来的CSI被接收且传输到接收机单元数据根据接收到的CSI被处理。



1. 在多输入多输出通信系统内从发射机单元发射数据到接收机单元的方法，其特征在于包括：

在接收机单元，

通过多个接收天线接收多个信号，其中从每个接收天线接收到的信号包括从发射机单元发射的一个或多个信号的组合，

处理接收到的信号以导出信道状态信息，它指明用于数据传输的多个传输信道的特征，其中所导出的信道状态信息包括对多个传输信道中每一个的信号对噪声加干扰比的估计，以及

将信道状态信息发射回发射机单元；以及
在发射机单元，

从接收机单元接收信道状态信息，以及

根据接收到的信道状态信息处理用于传输到接收机单元的数据。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于发射机单元处的处理包括根据传输信道的信号对噪声加干扰比估计对每个传输信道的数据编码。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，每个传输信道的数据是根据传输信道的信号对噪声加干扰比估计而被独立编码的。

4. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于，编码包括用固定的基本码对传输信道的数据编码，以及根据传输信道的信号对噪声加干扰比估计调整对经编码比特的截短。

5. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于发射机单元处的处理还包括按照根据传输信道的信号对噪声加干扰比估计而选择的调制方案对每个传输信道的经编码数据进行调制。

6. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于所导出的信道状态信息包括多个传输信道的特征。

7. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于所导出的信道状态信息指明多个传输信道的特征模量和特征值。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于在发射机单元处的处理包括根据特征值对传输信道的数据编码。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 其特征在于每个传输信道的数据是独立被编码的。

10. 如权利要求 8 所述的方法, 其特征在于发射机单元处的处理还包括按照根据特征值选择的调制方案而对传输信道的经编码数据进行调制以提供调制码元。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于发射机单元处的处理还包括根据特征模量在传输前对调制码元进行预调节。

12. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于信道状态信息从接收机单元被完全传输。

13. 如权利要求 12 所述的方法, 其特征在于信道状态信息周期性地从接收机单元被完整发射, 且其中对信道状态信息的更新在完全传输间被发射。

14. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于信道状态信息在检测到信道特征的变化超过特定阈值时被发射。

15. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于指明特征模量和特征值的信道状态信息以不同更新速率发射。

16. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于信道状态信息是在接收机单元处根据相关矩阵逆处理而导出的。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于接收机单元处的相关矩阵逆处理包括

处理接收到的信号以导出接收到的调制码元；

根据第一矩阵滤波接收到的调制码元以提供经滤波的调制码元，其中第一矩阵代表用于数据传输的多个发射天线和多个接收天线间的信道特征的估计；

将经过滤波的调制码元与第二矩阵相乘以提供被发射的调制码元的估计，其中所述第二矩阵是基于所述第一矩阵导出的逆矩阵；以及

估计用于数据传输的多个传输信道的特征。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于还包括：

根据特定解调方案对调制码元估计解调以提供已解调的码元。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于还包括：

根据特定解码方案对已调码元解码。

20. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于还包括：

组合冗余传输的调制码元估计以提供经组合的调制码元估计。

21. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于还包括：

根据接收到的调制码元导出信道系数矩阵，以及

其中第一矩阵是从信道系数矩阵导出的。

22. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于信道系数矩阵是根据与导频数据对应的接收到的调制码元而导出的。

23. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于第二矩阵是根据第一矩阵导出的逆方阵。

24. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于信道状态信息是根据无偏最小均方误差处理在接收机单元处导出的。

25. 如权利要求 24 所述的方法, 其特征在于所述无偏最小均方误差处理包括: 处理接收到的信号以导出接收到的调制码元; 将接收到的调制码元与第一矩阵相乘以提供被对发射的调制码元的估计; 以及根据接收到的调制码元估计用于数据传输的多个传输信道的特征, 且其中选择第一矩阵以最小化调制码元估计和发射的调制码元间的均方误差。

26. 如权利要求 25 所述的方法, 其特征在于还包括将调制码元估计与第二矩阵相乘以提供对发射的调制码元的无偏估计, 其中所述第二矩阵是基于所述第一矩阵导出的逆矩阵, 以及其中传输信道的特征是根据无偏调制码元的估计而被估计。

27. 如权利要求 26 所述的方法, 其特征在于还包括根据无偏调制码元估计导出第一矩阵并最小化无偏调制码元估计和发射调制码元间的均方误差。

28. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于多输入多输出系统实现正交频分调制。

29. 如权利要求 28 所述的方法, 其特征在于在接收机单元或发射机单元处的处理是为多个频率子信道的每一个执行的。

30. 多输入多输出通信系统, 其特征在于包括:
接收机单元, 包括
多个前端处理器, 用于通过多个接收天线接收多个信号并处理接收到的信号以提供接收到的调制码元,
至少一个接收多输入多输出处理器, 耦合到前端处理器并用于接收并处理接收到的调制码元以导出信道状态信息, 它指示用于数据传输的多个传输信道的特征, 以及
发射数据处理器, 操作上耦合到接收多输入多输出处理器并配置成处理

信道状态信息以将其发送回发射机单元；以及

发射机单元，包括

至少一个解调器，配置为接收并处理一个或多个从接收机单元来的信号以恢复发射的信道状态信息，以及

发射数据处理器，配置为根据恢复的信道状态信息对用于传输到接收机单元的数据处理，

其中，所导出的信道状态信息包括对多个传输信道中每一个的信号对噪声加干扰比的估计。

31. 多输入多输出通信系统中的接收机单元，其特征在于包括

多个前端处理器，配置为通过多个接收天线接收多个发射的信号，并处理接收到的信号以提供接收到的调制码元；

滤波器，操作上耦合到多个前端处理器并配置为根据第一矩阵对接收到的调制码元滤波以提供经滤波调制码元，其中第一矩阵代表用于数据传输的多个发射天线和接收天线间的信道特征估计；

乘法器，耦合到滤波器并配置为将经滤波的调制码元与第二矩阵相乘以提供对发射的调制码元的估计，其中所述第二矩阵是基于所述第一矩阵导出的逆矩阵；

信道质量估计器，耦合到乘法器并配置为估计用于数据传输的多个传输信道的特征，并提供指明多个发射天线和多个接收天线间的多个传输信道的信号对噪声加干扰比估计的信道状态信息，以及

发射数据处理器，用于接收和处理从接收机单元来的用于传输的信道状态信息。

32. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于还包括：

第二估计器，配置为根据调制码元估计导出信道系数矩阵，且其中第一矩阵是根据信道系数矩阵而被导出。

33. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于还包括

一个或多个解调元件，每个解调元件配置为接收并根据特定调制方案对相应的调制码元估计的流进行解调以提供经解调的码元流。

34. 如权利要求 33 所述的接收机单元，其特征在于还包括一个或多个解码器，每个解码器配置为接收并根据特定解码方案对已解调码元流解码以提供经解码的数据。

35. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于，所述信道质量估计器还用于生成指明多个传输信道的特征的信道状态信息。

36. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于，所述信道质量估计器还用于生成指明多个传输信道的特征模量和特征值的信道状态信息。

37. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于，所述信道质量估计器还使用无偏最小均方误差处理生成信道状态信息。

38. 如权利要求 31 所述的接收机单元，其特征在于，所述信道质量估计器还使用相关矩阵逆处理生成信道状态信息。

在无线通信系统中利用信道状态信息的方法和装置

技术领域

本发明一般涉及数据通信，更特定地是涉及一种新颖的经改进的利用(全部或部分)信道状态信息以提供无线通信系统改善的性能的方法和装置。

背景技术

无线通信系统被广泛采用，以提供不同类型的通信诸如语音、数据等。这些系统可能是根据码分多址(CDMA)、时分多址(TDMA)、正交频分调制(OFDM)或一些其它调制技术。OFDM系统能提供一些信道环境下的高性能。

在陆地通信系统中(例如蜂窝系统、广播系统、多信道多点分布系统(MMDS)以及其它)，从发射机单元来的RF已调信号可能通过多个传输路径到达接收机单元。传输路径的特征由于多种因素诸如衰落和多径一般随时间而变化。

为提供对抗恶化的路径效应并改善性能的分集，可能使用多个发射和接收天线。如果发射和接收天线间的传输路径是线性独立的(即在一个路径上的传输不形成其它路径上的传输的线性组合)，这一般在一定程度上是成立的，则正确接收发射的信号的概率随天线数目的增加而增加。一般，随着发射和接收天线的数目增加分集也增加且性能得到改善。

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 接收天线用于数据传输。MIMO信道可能被分解为 N_C 个独立信道，其中 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_C 个独立信道的每个还被称为MIMO信道的空间子信道，并对应维数。如果使用由多个发射和接收天线建立的附加维数，则MIMO系统能提供改进的性能。

因此本领域内需要一种技术以利用信道状态信息(CSI)来利用MIMO系统建立的附加维数提供经改进的系统性能。

发明内容

本发明的各方面提供技术以处理在多输入多输出(MIMO)通信系统内接收到的信号以恢复发射的信号，并估计MIMO信道的特征。不同的接收机处理方案可能用于导出指明用于数据传输的传输信道的特征的信道状态信息(CSI)。

CSI 然后被报告回发射机系统并用于调节信号处理(例如, 编码、调制等)。这样, 根据确定的信道条件获得高性能。

本发明的特定实施例提供了一种在 MIMO 通信系统中从发射机单元将数据发射到接收机单元的方法。根据本方法, 在接收机单元, 许多信号通过多个接收机天线被接收, 从每个接收天线接收的信号包括从发射机单元发射的一个或多个信号的组合。接收到的信号经处理(例如, 通过信道相关矩阵逆(CCMI)方案、无偏最小均方误差方案(UMMSE)、或一些其它接收机处理方案)以导出信道状态信息, 它指明用于数据传输的多个传输信道特征, 其中被报告的信道状态信息包括对多个传输信道中每一个的信号对噪声加干扰比的估计。信道状态信息经编码并被发射回发射机单元。在发射机单元, 从接收机单元来的信道状态信息被接收, 且传输到接收机单元的数据根据接收到的 CSI 被处理。

被报告的 CSI 可能包括全 CSI 或部分 CSI。全 CSI 包括所有发射和接收天线对间的传播路径的充分的全带宽特性(例如, 在可用带宽上的幅度和相位)。部分 CSI 可能包括例如传输信道的信号对噪声加干扰(SNR)。在发射单元, 每个传输信道的数据可能根据传输信道的 SNR 估计而被编码, 且每个传输信道的经编码数据可能根据由 SNR 估计选择的调制方案而被调制。对全 CSI 处理, 调制码元根据接收到的 CSI 在传输前经预处理。

本发明另一方面提供了一种多输入多输出通信系统, 包括: 接收机单元, 接收机单元包括: 多个前端处理器, 用于通过多个接收天线接收多个信号并处理接收到的信号以提供接收到的调制码元; 至少一个接收多输入多输出处理器, 耦合到前端处理器并用于接收并处理接收到的调制码元以导出信道状态信息, 它指示用于数据传输的多个传输信道的特征, 以及发射数据处理器, 操作上耦合到接收多输入多输出处理器并配置成处理信道状态信息以将其发送回发射机单元。所述通信系统还包括发射机单元, 它包括: 至少一个解调器, 配置为接收并处理一个或多个从接收机单元来的信号以恢复发射的信道状态信息, 以及发射数据处理器, 配置为根据恢复的信道状态信息对用于传输到接收机单元的数据处理, 其中, 被报告的信道状态信息包括对多个传输信道中每一个的信号对噪声加干扰比的估计。

本发明的再一方面提供了一种多输入多输出通信系统中的接收机单元, 包括: 多个前端处理器, 配置为通过多个接收天线接收多个发射的信号, 并处理接收到的信号以提供接收到的调制码元; 滤波器, 操作上耦合到多个前端处理器并配置为根据第一矩阵对接收到的调制码元滤波以提供经滤波调制码元, 其中第一矩阵代表用

于数据传输的多个发射天线和接收天线间的信道特征估计；乘法器，耦合到滤波器并配置为将经滤波的调制码元与第二矩阵相乘以提供对发射的调制码元的估计，其中所述第二矩阵是基于所述第一矩阵导出的逆矩阵；信道质量估计器，耦合到乘法器并配置为估计用于数据传输的多个传输信道的特征，并提供指明多个发射天线和多个接收天线间的多个传输信道的信号对噪声加干扰比估计的信道状态信息，以及发射数据处理器，用于接收和处理从接收机单元来的用于传输的信道状态信息。

本发明还提供实现本发明各个方面、实施例和特征的方法、系统以及装置，将如下详述。

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 是能实现本发明不同方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统的图；

图 2A 和 2B 是能实现部分 CSI 处理以及全 CSI 处理的 MIMO 发射机系统的实施例的相应方框图；

图 3 是使用正交频分调制(OFDM)的 MIMO 发射机系统的实施例方框图；

图 4 是能提供对不同传输类型不同处理且使用 OFDM 的 MIMO 系统的部分的框图；

图 5 和图 6 是两个有多个(N_R)接收天线并能根据信道相关矩阵逆(CDMI)技术以及无偏最小均方误差(UMMSE)而处理数据传输的接收机系统的实施例相应的方框图；

图 7A 示出三个接收机处理技术和不同 SNR 值的 MIMO 系统的平均吞吐量；以及

图 7B 示出根据数据直方图产生的三个接收机处理技术的累积概率分布函数(CDF)。

具体实施方式

图 1 是能实现本发明各个方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统 100 的图。系统 100 包括与第二系统 150 通信的第一系统 110。系统 100 能用于使用天线、频率和时间分集(以下描述)的组合以增加频谱效率、改善性能并

增加灵活性。在一方面，系统 150 可能用于确定通信链路的特征并将信道状态信息(CSI)报告回系统 110，且系统 110 可能用于根据报告的 CSI 调整对要发射的数据处理(例如编码和调制)。

在系统 110 内，数据源 112 提供数据(即信息比特)到发射(TX)数据处理器 114，它根据特定编码方案对数据进行编码，根据特定交织方案对经编码的数据进行交织(即重排序)，并将经交织比特映射为一个或多个用于发射数据的传输信道的调制码元。交织提供了对编码比特的时间分集，允许数据根据用于数据传输的传输信道的平均信号对噪声加干扰(SNR)比而被发射，减少衰落，并去除用于形成每个调制码元的经编码比特之间的相关。如果经编码比特在多个频率子信道上被发射，则交织还可能提供频率分集。根据本发明的一方面，编码、交织以及码元映射(或以上的组合)根据系统 110 可用的全 CSI 或部分 CSI 而被实现，如图 1 指明。

在发射系统 110 处的编码、交织以及码元映射可能根据多个方案而实现。一个特定的方案在美国专利号 09776073 内得到描述，题为“CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM”提交于 2001 年 2 月 1 日，被转让给本发明的受让人，并通过引用被结合于此。

MIMO 系统 100 在通信链路的发射和接收端使用多个天线。这些发射和接收天线可能用于提供空间分集的各种形式，包括发射分集和接收分集。空间分集特征是使用多个发射天线和一个或多个接收天线。发射分集的特征是在多个发射天线上传输数据。一般，附加处理在从发射天线发射来的数据上实现以获得期望的分集。例如，从不同发射天线发射而来的数据可能经时延或在时间上重排序、在可用的发射天线上经编码和交织等。接收分集的特征是在多个接收天线上对发射的信号的接收，分集是通过简单地接收经不同信号路径的信号而实现。

系统 100 可能用于多个不同的通信模式，每个通信模式使用天线、频率或时间分集或以上的组合。通信模式可能包括例如“分集”通信模式以及“MIMO”通信模式。分集通信模式使用分集以改善通信链路的可靠性。在分集通信模式，这还被称为“纯”分集通信模式，的一般应用中数据从所有可用的发射天线发射到接收接收机系统。纯分集通信模式可能用于当数据速率要求较低或当 SNR 较低或两者皆是情况下。MIMO 通信模式在通信链路的两端使用天线分集(即多个发射天线和多个接收天线)并一般用于改善可靠性以及增加通信链路的容

量。MIMO 通信模式可能还使用频率和/或时间分集结合天线分集。

系统 100 还可能利用正交频分调制(OFDM)，这有效地将操作频带分成多个(L)频率子信道(即频率箱)。在每个时隙(即特定的取决于频率子信道的带宽的时间间隔)，调制码元可能在 L 频率子信道的每个上被发射。

系统 100 可能用于通过多个传输信道发射数据。如上所述，MIMO 信道可能被分解为 N_c 个独立的信道， $N_c \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_c 个独立的信道的每个还被称为 MIMO 信道的空间子信道。对不使用 OFDM 的 MIMO 系统，可能只有一个频率子信道且每个空间子信道可能被称为“传输信道”。对使用 OFDM 的 MIMO 系统，每个频率子信道的每个空间子信道可能被称为一个传输信道。对不以 MIMO 通信模式操作的 OFDM 系统，只有一个空间子信道且每个频率子信道可能被称为传输信道。

如果使用由多个发射和接收天线建立的附加维数，则 MIMO 系统可以提供改善的性能。这并不一定需要在发射机处已知 CSI，当发射机配备有 CSI 时，可能会增加系统效率和改善性能，CSI 描述从发射天线到接收天线的传输特征。CSI 可能被归为“全 CSI”或“部分 CSI”。

全 CSI 包括在 $N_T \times N_R$ MIMO 矩阵内的每个发射接收天线对间的传播路径的整个系统频带(即每个频率子信道)的足够特征。全 CSI 处理指(1)信道特征在发射机和接收机端都可利用，(2)发射机计算 MIMO 信道的特征模量(如下描述)，确定以特征模量发射的调制码元，对调制码元线性预调节(滤波)，并发射经预调节的调制码元，以及(3)接收机根据信道特征实现线性发射处理的互补操作(例如空间匹配滤波器)以计算每个传输信道(即每个特征模量)所需的 N_c 个空间匹配滤波器系数。全 CSI 处理还包括根据信道的特征值(以下描述)处理每个传输信道的数据(例如选择合适的编码和调制方案)以导出调制码元。

部分 CSI 可能包括，例如传输信道的信号对噪声加干扰比(SNR)(即无 OFDM 的 MIMO 系统的每个空间子信道的 SNR，或有 OFDM 的 MIMO 系统的每个空间子信道的每个频率子信道的 SNR)。部分 CSI 处理可能指根据信道的 SNR 处理每个传输信道的数据(例如，选择合适的编码和调制方案)。

参考图 1，TX MIMO 处理器 120 接收并处理从 TX 数据处理器 114 来的调制码元以提供适合在 MIMO 信道上传输的码元。由 TX MIMO 处理器 120 实现的处理取决于是否使用全或部分 CSI 处理，这将在以下详述。

对全 CSI 处理，TX MIMO 处理器 120 可能对调制码元解多路复用并预调节。

对部分 CSI 处理, TX MIMO 处理器 120 可能简单地对调制码元解复用。以下将详述全和部分 CSI MIMO 处理。对使用全 CSI 处理而不使用 OFDM 的 MIMO 系统而言, TX MIMO 处理器 120 为每个发射天线提供经预调节的调制码元流, 每个时隙一个经预调节的调制码元。每个经预调节的调制码元是对 N_c 个空间子信道的给定时隙的 N_c 个调制码元的线性(以及加权)组合, 如下将详述。对使用全 CSI 处理和 OFDM 的 MIMO 系统, TX MIMO 处理器 120 提供对每个发射天线的经预调节的调制码元向量流, 每个向量包括对给定时隙的 L 个频率子信道的 L 个经预调节的调制码元。对使用部分 CSI 处理但不使用 OFDM 的 MIMO 系统, TX MIMO 处理器 120 提供每个发射天线的调制码元流, 每个时隙一个调制码元。对使用 OFDM 和部分 CSI 处理的 MIMO 系统而言, TX MIMO 处理器 120 提供用于每个发射天线的调制码元向量流, 每个向量包括对给定时隙的 L 个频率子信道的 L 个调制码元。对上述的所有情况, 每个调制码元或调制码元向量的流(或经预调节或未经预调节)由相应的调制器(MOD) 122 接收并调制, 并通过相关的天线 124 发射。

在图 1 示出的实施例中, 接收机系统 150 包括许多接收发射的信号并提供接收的信号给相应的解调器(DEMOD) 154 的接收天线 152。每个解调器 154 实现与调制器 122 处互补的处理。从所有解调器 154 来的已调码元提供给接收(RX) MIMO 处理器 156 并以以下描述的方式经处理。传输信道的接收调制码元然后提供给 RX 数据处理器 158, 它实现与 TX 数据处理器 114 互补的处理。在特定设计中, RX 数据处理器 158 提供比特值, 指明接收到的调制码元, 对比特值解交织, 并对解交织的值解码以生成已解码比特, 然后提供给数据宿 160。接收到的码元的解映射、解交织和解码是与发射机系统 110 处的码元映射、交织以及编码互补的。接收机系统 150 的处理将在以下详述。

MIMO 系统的空间子信道(或更一般地, 带有或没有 OFDM 的 MIMO 系统的传输信道)一般经历不同的链路条件(例如, 不同衰减和多径效应)且可能获得不同的 SNR。相应地, 传输信道的容量可能在信道与信道间有所不同。该容量可能由对于特定性能级别在每个传输信道上发射的信息比特速率(即每调制码元的信息比特数)量化。而且, 链路条件一般随时间变化。确定描述链路条件的 CSI 其结果, 对传输信道所支持的特率也随时间而变化。为更充分利用传输信

道的容量，可能(一般在接收单元处)且提供给发射单元使得能相应地调整(或适应)处理。本发明的方面提供确定和利用(全或部分)CSI的技术以提供经改善的系统性能。

带有部分 CSI 处理的 MIMO 发射机系统

图 2A 是 MIMO 发射机系统 110a 的实施例的方框图，这是图 1 中系统 110 的发射机部分的实施例。发射机系统 110a(不使用 OFDM)能根据接收机系统 150 报告的部分 CSI 调整其处理。系统 110a 包括(1)接收并处理信息比特以提供调制码元的 TX 数据处理器 114a 以及(2)对 N_T 个发射天线的调制码元解复用的 TX MIMC 处理器 120a。

TX 数据处理器 114a 是图 1 中的 TX 数据处理器 114 的一实施例，且许多其它设计还可能用于 TX 数据处理器 114 并在本发明的范围内。在图 2A 示出的特定实施例中，TX 数据处理器 114a 包括编码器 202、信道交织器 204、截短器 206 以及码元映射元件 208。编码器 202 接收并根据特定编码方案对信息比特编码以提供经编码比特。信道交织器 204 根据特定交织方案对经编码的比特进行交织以提供分集。截短器 206 截去零个或多个经交织经编码的比特以提供期望的经编码比特。码元映射元件 208 将未被截去的经编码比特映射为一个或多个用于发射数据的传输信道的调制码元。

虽然为简洁缘故未在图 2A 中示出，导频数据(例如已知模式的数据)可能与经处理的信息比特一起经编码和复用。经处理的导频数据可能在所有或一组用于发射信息比特的传输信道的子集上发射(例如以时分多路复用方式)。如在在领域内已知的且将在以下详述的，导频数据可能在接收机处用于实现信道估计。

如图 2A 示出，可能根据接收机系统 150 报告的部分 CSI 而调整编码和调制。在一实施例中，通过使用固定的基本码(例如速率 1/3 的 Turbo 码)以及调整截短以获得期望的码率来实现自适应编码的，如由用于发射数据的传输信道的 SNR 支持的。或者，可能根据报告的部分 CSI 而使用不同的编码方案(如由虚线箭头指向方框 202 所指)。例如，传输信道的每个可能用独立的码而实现编码。用该编码方案，可能使用相继“零化/均衡以及干扰对消”接收机处理方案以检测并对数据流解码

以导出对发射的数据流更可靠的估计。一种该种接收机处理方案由 P.W. Wolniansky, et al 在论文中描述, 题为“V-BLAST: An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel”, Proc. ISSSE-98, Pisa, Italy。被转让给本发明的受让人, 并通过引用被结合于此。

对每个传输信道, 码元映射元件 208 可能设计成将未被截去的经编码的比特分组成集以形成非二进制码元, 并将非二进制码元映射成对应的为该传输信道选择的特定调制方案(例如 QPSK、M-PSK、M-QAM 或一些其它方案)的信号星座图内的点。每个经映射的点对应调制码元。对某特定性能级别(例如百分之一分组误差率)为每个调制码元可能发射的信息比特数取决于传输信道的 SNR。因此, 每个传输信道的编码方案以及调制方案可能根据报告的部分 CSI 而被选择。信道交织可能根据报告的部分 CSI 而被调整(由指向方框 204 的虚线箭头指明)。

表 1 列出可能用于一定数目的 SNR 范围的不同编码速率和调制方案的组合。每个传输信道支持的比特速率可能使用多个可能的编码速率和调制方案的组合中的任何一个而获得。例如, 每码元一信息比特可能通过使用以下方式获得(1)编码速率为 1/2, 以及 QPSK 调制(2)编码速率为 1/3, 以及 8-PSK 调制, (3)编码速率为 1/4, 以及 16-QAM 调制或一些其它码率和调制方案的组合。在表 1 中, QPSK、16-QAM 以及 64-QAM 用于列出的 SNR 范围。其它调制方案诸如 8-PSK、32-QAM、128-QAM 等, 还可能被使用并在本发明的范围内。

表 1

SNR 范围	信息比特/ 码元的 #	调制码元	经编码的比特 /码元的 #	编码速率
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3

15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

从 TX 数据处理器 114a 来的调制码元被提供给 TX MIMO 处理器 120a，这是图 1 内的 TX MIMO 处理器 120 的一个实施例。在 TX MIMO 处理器 120a 内，解复用器 214 将接收到的调制码元解复用为多个 (N_T) 调制码元流，对用于发射调制码元的每个天线一个流。每个调制码元流提供给相应的调制器 122。每个调制器 122 将调制码元转变为模拟信号，且进一步放大、滤波、正交调制并将信号上变频以生成适合在无线链路上传输的已调信号。

如果空间子信道数小于可用的发射天线数 (即 $N_c < N_T$)，则可能使用各种方案用于数据传输。在一种方案中， N_c 调制码元流在可用发射天线的子集 (即 N_c 上生成并发射。剩余的 $N_T - N_c$ 个发射天线并不用于数据传输。在另一方案中，由 ($N_T - N_c$) 附加发射天线提供的附加的自由度用于改善数据传输的可靠性。对该方案，一个或多个数据流的每个可被编码、可能经交织并在多个发射天线上发射。对数据流使用多个发射天线增加了分集并改善了恶化的路径效应的可靠性。

带全 CSI 处理的 MIMO 发射机系统

图 2B 是 MIMO 发射机系统 110b (未使用 OFDM) 的实施例模块图，它能根据由接收机系统 150 报告的全 CSI 处理数据。信息比特经编码、交织并经 TX 数据处理器 114 码元映射以生成调制码元。编码和调制可能根据由接收机系统报告的可用全 CSI 而经调整，且可能如同上述 MIMO 发射机系统 110a 所描述地实行。

在 TX MIMO 处理器 120b 内，信道 MIMO 处理器 212 对接收到的调制码元解复用成多个 (N_c) 调制码元流，每个用于发射调制码元的空间子信道 (即特征模是) 一个流。对全 CSI 处理，信道 MIMO 处理器 212 对 N_c 个在每个时隙处的调制码元进行预调节以生成 N_T 个经预调节的调制码元，如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \mathbf{M} \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & e_{2N_c} \\ \mathbf{M} \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & e_{N_TN_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \mathbf{M} \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{等式 (1)}$$

其中， b_1, b_2, \dots 以及 b_{N_c} 是相应的空间子信道 1、2... N_c 的调制码元，其中 N_c 个调制

码元的每个可能使用例如 M-PSK、M-QAM 或一些其它调制方案生成；

e_{ij} 是与从发射天线到接收天线的传输特征相关的特征向量矩阵 E 的元素；以及

x_1, x_2, \dots, x_{N_r} 是经预调节的调制码元，这可以表达为：

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c},$$

$$x_{N_r} = b_1 \cdot e_{N_r1} + b_2 \cdot e_{N_r2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_rN_c}$$

特征向量矩阵 E 可能由发射机计算或由接收机提供给发射机。

对于全 CSI 处理，每个经预调节的调制码元 x_i ，对特定的发射天线表示多达 N_c 个空间子信道的(加权)调制码元的线性组合。对每个调制码元 x_i 使用的调制方案是基于该特征模量的有效 SNR 且与特征值 λ_i 成正比(以下描述)。 N_c 个用于生成每个经预调节的调制码元的调制码元的每个可能与不同的信号星座图相关。对每个时隙， N_r 个由信道 MIMO 处理器 212 生成的经预调节的调制码元由解复用器 214 解复用并提供给 N_r 个调制器 122。

全 CSI 处理可能根据可用的 CSI 以及经选择的发射天线而实现。全 CSI 处理还可能选择性并动态地启用和停用。例如，全 CSI 处理可能为特定的数据传输而启用，并为其它一些数据传输停用。全 CSI 处理可能在一定条件下启用，例如当通信链路有足够的 SNR 时。

带有 OFDM 的 MIMO 发射机系统

图 3 是 MIMO 发射机系统 110c 的实施例的方框图，它使用 OFDM 并能根据全或部分 CSI 调整其处理。信息比特经编码、经交织、经截短，并由 TX 数据处理器 114 码元映射以生成调制码元。编码和调制可能根据接收机系统报告的可用的全或偏 CSI 而调整。对有 OFDM 的 MIMO 系统，调制码元可能在多个频率子信道上从多个发射天线发射。当操作在纯 MIMO 通信模式时，在每个频率子信道上以及从每个发射天线来的发射代表非复制数据。

在 MIMO 处理器 120c 内，解复用器 (DEMUX) 310 接收并对调制码元解复用为多个子信道码元流 S_1 到 S_L ，一个子信道码元流对应每个用于发射码元的频率子信道。

对全 CSI 处理，每个子信道码元流被提供给相应的子信道 MIMO 处理器 312。每个子信道 MIMO 处理器 312 对接收到的子信道码元流解复用为多个(多达到 N_c 个)

码元子流，每个用于发射调制码元的空间子信道一个码元子流。对 OFDM 系统内的全 CSI 处理，导出特征模式并在每频率子信道的基础上被应用。因此，每个子信道 MIMO 处理器 312 根据等式(1)可以对多达 N_c 的调制码元进行预调节以生成经预调节的调制码元。每个对特定频率子信道的特定发射天线的经预调节的调制码元代表多达 N_c 个空间子信道的(加权)调制码元的线性组合。

对全 CSI 处理，每个时隙的由每个 MIMO 处理器 312 生成的(可达) N_r 个经预调节的调制码元由相应的解复用器 314 解复用，且被提供给(可达) N_r 个码元组合器 316a 到 316t。例如，分配给频率子信道 1 的子信道 MIMO 处理器 312a 可能提供用于天线 1 到 N_r 的频率子信道 1 的多达 N_r 个经预调节的调制码元。同样地，分配给频率子信道 L 的子信道 MIMO 处理器 312l 可能提供天线 1 到 N_r 的频率子信道 L 的多达 N_r 个码元。

对部分 CSI 处理，每个子信道码元流 S，由相应的解复用器 314 解复用并提供给(可达) N_r 个码元组合器 316a 到 316t。子信道 MIMO 处理器 312 的处理对部分 CSI 处理被旁路了。

每个组合器 316 为多达 L 个频率子信道接收调制码元，将每个时隙的码元组合成调制码元向量 V，并将调制码元向量提供给下一处理级(即调制器 122)。

因此 MIMO 处理器 120c 接收并处理调制码元以提供 N_r 个调制码元向量 V_1 到 V_r ，每个发射天线一个调制码元向量。每个调制码元向量 V 占用单一一个时隙，且调制码元向量 V 的每个元素都与特定带有唯一子载波的频率子信道相关，调制码元在此载波上传输。如果不以“纯”MIMO 通信模式操作，调制码元向量中一些可能对不同发射天线在特定的频率子信道上重复或冗余信息。

图 3 还示出了 OFDM 的解调器 122 的实施例。从 MIMO 处理器 120c 来得调制码元向量 V_1 到 V_r 被提供给相应的调制器 122a 到 122t。在图 3 示出的实施例中，每个调制器 122 包括反快速傅立叶变换(IFFT)320，循环前缀发生器 322 以及上变频器 324。

IFFT 320 使用 IFFT 将每个接收到的调制码元向量转换为其时域表示(被称为 OFDM 码元)。IFFT 320 能设计成在任何数量的频率子信道上实现 IFFT(例如 8、16、32 等)。在一实施例中，对每个被转变成 OFDM 码元的调制码元向量而言，循环前缀发生器 322 重复 OFDM 码元的时域表示的一部分以形成对特定发射天线的传输码元。循环前缀保证传输码元在有多径时延扩展时保留它的正交性，因此改善了恶化路径效应。IFFT 320 的实现以及循环前缀发生器在技术领域内是已知的，在此不

作详细描述。

每个循环前缀发生器 322 的时域表示(即每个天线的传输码元)然后经上变频器 324 处理(例如转变为模拟信号、经调制、经放大以及经滤波)以生成已调信号,然后从相应的天线 124 发射。

OFDM 调制在下述论文中得到详细描述,题为“Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come”,作者为 John A. C Bingham, IEEE 通信杂志,1990 年五月,在此引入作为参考。

许多不同类型的传输(例如语音、信令、数据、导频等)可能由通信系统发射。这些传输的每种可能需要不同处理。

图 4 是能提供不同传输类型的不同处理并使用 OFDM 的 MIMO 发射机系统的部分的方框图。集合输入数据,包括所有由系统 110d 发射的信息比特,提供给解复用器 408。解复用器 408 将输入数据解复用为多个(K)信道数据流 B_1 到 B_K 。每个信道数据流可能对应例如信令信道、广播信道、语音呼叫或分组数据传输。每个信道数据流提供给相应的 TX 数据处理器 114,它用为该信道数据流选择的特定编码方案对数据编码,根据特定交织方案对经编码的数据交织,并将经交织比特映射为用于发射该信道数据流的一个或多个传输信道的调制码元。

编码可能在每个传输基础上实现(即在如图 4 示出的信道数据流上)。然而,编码也可能实现在集合输入数据上(如图 1 示出)、在多个信道数据流上、在信道数据流的一部分上、跨过一组频率子信道、跨过一组空间子信道、跨过一组频率子信道和空间子信道、跨过每个频率子信道、在每个调制码元上、或在一些其它的时间、空间以及频率单元上。

从每个 TX 数据处理器 114 来的调制码元流可能在一个或多个频率子信道上发射,且通过每个频率子信道的一个或多个空间子信道。TX MIMO 处理器 120d 从 TX 数据处理器 114 接收调制码元流。根据用于每个调制码元流的通信模式, TX MIMO 处理器 120d 可能将调制码元流解复用为多个子信道码元流。在图 4 示出的实施例中,调制码元流 S_1 在一个频率子信道上发射且调制码元流 S_K 在 L 个频率子信道上发射。每个频率子信道的调制流由相应的子信道 MIMO 处理器 412 处理、由解复用器 414 解复用,且由组合器 416 组合(例如以与图 3 描述的类似的方式)以形成每个发射天线的调制码元向量。

一般而言,发射机系统根据描述该信道传输容量的信息对每个传输信道的数据编码并调制。该信息一般是以上述的全 CSI 或部分 CSI 形式。用于数据传输的传

输信道的全/部分 CSI 一般在接收机系统处被确定并报告回发射机系统，它然后使用该信息以相应地调整编码和调制。在此描述的技术可应用于多个能支持多个平行传输信道的MIMO、OFDM或其它任何通信方案(例如CDMA方案)支持的平行传输信道。

MIMO 处理在美国专利序列号 09532492 内进一步得到描述，题为“HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”，提交于2000年3月，被转让给本发明的受让人，并通过引用被结合于此。

MIMO 接收系统

本发明的各方面提供在 MIMO 系统内处理接收到信号以恢复发射的数据的技术，并估计 MIMO 信道特性。估计的信道特性然后可能报告回发射机系统并用于调整信号处理(例如，编码、调制等)。这样，可以根据确定的信道条件获得高性能。在此描述的接收机处理技术包括信道相关矩阵逆(CDMI)技术、无偏最小均方误差(UMMSE)技术以及全 CSI 技术，所有的这些将在下面详述。还可能使用其它接收机处理技术并在本发明范围内。

图 1 示出带有多个(N_R)接收天线并能处理数据传输的接收机系统 150。从多达 N_T 个发射天线来的发射信号由 N_R 个天线 152a 到 152r 接收并路由到相应的解调器(DEMOD) 154(也被称为前端处理器)。例如，接收天线 152a 还可能接收从多个发射天线来的多个发射信号，并且接收天线 152r 可能类似地接收多个发射信号。每个解调器 154 将接收信号条件化(例如过滤和放大)，将经条件化的信号下变频到中频或基带，并将经下变频的信号数字化。每个解调器 154 还可能用接收的导频对数字化的采样解调以生成接收到的调制码元，提供给 RX MIMO 处理器 156。

如果 OFDM 用于数据传输，每个解调器 154 还实现与图 3 示出的调制器 122 实现的互补的处理。在这种情况下，每个解调器 154 包括 FFT 处理器(未示出)，它生成采样的变换后的表示并提供调制码元向量流，每个向量包括 L 个频率子信道的 L 个调制码元。从所有解调器的 FFT 处理器来的调制码元向量流然后提供给解复用器/组合器(未在图 5 示出)，它首先将从每个 FFT 处理器来的调制码元向量流“信道化”为多个(多达 L)个子信道码元流。每个(多达) L 个子信道码元流然后可能提供给相应的 RX MIMO 处理器 156。

对不使用 OFDM 的 MIMO 系统，一个 RX MIMO 处理器 156 可能用于实现对 N_R 个

接收天线来的调制信号的 MIMO 处理。对使用 OFDM 的 MIMO 系统，一个 RX MIMO 处理器 156 可能用于实现对用于数据传输的 L 个频率子信道的每个的 N_r 个接收天线来的调制信号的 MIMO 处理。

在有 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线的 MIMO 系统内，在 N_r 个接收天线输出处的接收到的信号可表示为：

$$\underline{r} = \mathbf{H}\underline{x} + \underline{n} \quad \text{等式(2)}$$

其中 \underline{r} 是接收码元向量(即从 MIMO 信道来的 $N_r \times 1$ 向量输出,在接收天线处被测量)。H 是给出在某特定时刻 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线的信道响应的 $N_r \times N_t$ 信道系数矩阵, \underline{x} 是发射码元向量(即输入到 MIMO 信道的 $N_t \times 1$ 向量), 以及 \underline{n} 是代表噪声加干扰的 $N_r \times 1$ 的向量。接收码元向量 \underline{r} 包括在特定时间通过 N_r 个接收天线接收到的 N_r 个信号的 N_r 个调制码元。同样地, 发射的码元向量 \underline{x} 包括在特定时间通过 N_t 个发射天线发射的 N_t 个信号的 N_t 个调制码元。

利用 CCMI 技术的 MIMO 接收机

对 CCMI 技术, 接收机系统首先对接收到的码元向量 \underline{r} 实现信道匹配滤波操作, 且滤波后的输出可表示为:

$$\mathbf{H}^H \underline{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \underline{x} + \mathbf{H}^H \underline{n} \quad \text{等式(3)}$$

其中上标“ H ”代表转置以及复数共轭。方阵 R 可能用于表示信道系数矩阵 H 与其共轭转置 H^H 的积(即 $R = H^H H$)。

信道系数矩阵 H 可能从例如与数据一起发送的导频码元导出。为了实现最佳接收并估计传输信道的 SNR, 最方便的是在发射数据流内插入一些已知码元, 并将已知码元在一个或多个传输信道上发射。这种已知码元还被称为导频码元或导频信号。根据导频信号或数据传输估计单一传输信道的方法在技术领域内的许多论文内均有论述。一种该种信道估计方法在 F.Ling 的论文中有描述, 题为“Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of Reference-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications”, IEEE Transaction On Communication. 1999 年十月。这个或一些其它信道估计方法可能扩展到矩阵形式以导出信道系数矩阵 H 。

发射码元向量的估计 \underline{x} 可能通过将信号向量 $\mathbf{H}^H \underline{r}$ 与 R 的逆(或伪逆)相乘而得到, 可表示为:

$$\begin{aligned}
 \underline{x}' &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \underline{r} \\
 &= \underline{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \underline{n} \\
 &= \underline{x} + \underline{n}'
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

从以上等式,可以得出发射码元向量 \underline{x} 可能通过对接收到的码元向量 \underline{r} 匹配滤波而被恢复(即乘以矩阵 H^H),然后将滤波结果乘以逆方阵 R^{-1} 。

传输信道的 SNR 可能按如下确定。噪声向量 \underline{n} 的自相关矩阵 ϕ_{nn} 首先从接收到的信号被计算。一般, ϕ_{nn} 是 Hermitian 矩阵,即它是复共轭对称。如果信道噪声的分量是不相关的且独立且相同分布(iid),则噪声向量 \underline{n} 的自相关矩阵 ϕ_{nn} 可以表示如下:

$$\begin{aligned}
 \phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad \text{以及} \\
 \phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

其中, \mathbf{I} 是单位阵(即沿对角线为一,其余为零)且 σ_n^2 是接收到信号的噪声方差。处理后噪声向量 \underline{n}' 的自相关矩阵 $\phi_{n'n'}$ (即在匹配滤波和与矩阵 R^{-1} 左乘后)可表达为:

$$\begin{aligned}
 \phi_{n'n'} &= E[\underline{n}' \underline{n}'^H] \\
 &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

从等式(6),处理后噪声 \underline{n}' 的第 i 个元素的噪声方差 $\sigma_{n'}^2$ 等于 $\sigma_n^2 \lambda_{ii}$, 其中, λ_{ii} 是 R^{-1} 的第 i 个对角元素。对不使用 OFDM 的 MIMO 系统,第 i 个元素代表第 i 个接收天线。且如果使用 OFDM,则下标“ i ”可分解为下标“ jk ”,其中,“ j ”代表第 j 个频率子信道,而“ k ”代表对应第 k 个接收天线的第 k 个空间子信道。

对 CCMI 技术,处理后接收到的码元向量的第 i 个元素(即 \underline{x}' 的第 i 个元素)的 SNR 可表示为:

$$SNR_i = \frac{\overline{|x_i'|^2}}{\sigma_{n'}^2} \tag{7}$$

如果第 i 个发射的码元 $|x_i|^2$ 的方差平均等于一(1.0),接收码元向量的 SNR 可表示为:

$$SNR_i = \frac{1}{\lambda_{ii} \sigma_n^2}$$

噪声方差可通过对接收到的码元向量的第 i 个元素缩放比例 $1/\sqrt{\lambda_{ii}}$ 而归一化。

从 N_R 个接收天线来的经缩放的信号可能被加在一起以形成组合信号,这可能表示为:

$$\underline{x}'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{r_{ii}} \quad \text{等式 (8)}$$

组合信号的 SNR, SNR_{total} 会有等于从 N_R 个接收天线来的信号的 SNR 之和的最大组合 SNR。组合 SNR 可能表示为:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_{ii}} \quad \text{等式 (9)}$$

图 5 示出 RX MIMO 处理器 156a 的实施例, 它能实现上述的 CCI 处理。在 RX MIMO 处理器 156a 内, 从 N_R 个接收天线来的调制码元有多路复用器 512 多路复用以形成接收调制码元向量 \underline{r} 的流。信道系数矩阵 H 可能根据类似于常规的导频辅助单一和多载波系统的导频信号而被估计, 如在领域内已知的。矩阵 R 然后根据以上示出的 $R = H^H H$ 而经计算。接收到的调制码元向量 \underline{r} 然后经匹配滤波器 514 滤波, 它将每个向量 \underline{r} 与共轭转置的信道系数矩阵 H^H 左乘, 如在等式 (3) 中所示。经滤波的向量还由乘法器 516 与逆方阵 R^{-1} 左乘以得到发射的调制码元矩阵 \underline{x} 的估计 \underline{x}' , 如在等式 (4) 中所示。

对一些通信模式, 从所有用于信道数据流的传输的天线来的子信道码元流可能被提供给组合器 518, 它包括在时间、空间以及频率上的重复信息。组合的调制码元 \underline{x} 然后提供给 RX 数据处理器 158。对一些其它的通信模式, 估计的调制码元 \underline{x}' 可能直接被提供给 RX 数据处理器 158 (未在图 5 中示出)。

RX MIMO 处理器 156a 因此生成多个独立对应于在发射机系统处使用的传输信道数目的码元流。每个码元流包括处理后调制码元, 这对应于在发射机系统处全/部分 CSI 处理前的调制码元。(处理后) 码元流然后提供给 RX 数据处理器 158。

在 RX 数据处理器 158 内, 每个调制码元的处理后码元流提供给相应的实现解调方案 (例如 M-PSK、M-QAM) 的解调元件, 该方案与在发射机系统处使用的被处理的传输信道的调制方案互补。对于 MIMO 通信模式, 从所有分配的解调器来的已调数据可能被独立解码或经多路复用为一个信道数据流然后再被解码, 这取决于在发射机单元处使用的编码和调制方法。每个信道数据流然后可能提供给相应的实现与为信道数据流在发射机单元处使用的互补的解码方案的解码器。从每个解码器来的经解码的数据代表该信道数据流的经发射的数据的估计。

估计的调制码元 \underline{x}' 和/或组合的调制码元 \underline{x} 还被提供给 CSI 处理器 520, 这确定了传输信道的全或部分 CSI, 并提供该全/部分 CSI 以被报告回发射机系统 110。例如, CSI 处理器 520 可能根据接收到的导频信号估计第 i 个传输信道的噪声协方

差矩阵 ϕ_{nn} ，并根据等式(7)和(9)计算 SNR。可能用类似的常规的导频辅助单一和多载波系统估计 SNR，如在本领域内所知的。传输信道的 SNR 包括报告回发射机系统的部分 CSI。调制码元还被提供给相应地估计信道系数矩阵 H 并导出方阵 R 的信道估计器 522 以及矩阵处理器 524。控制器 530 耦合到 RX MIMO 处理器 156a 以及 RX 数据处理器 158，并引导这些单元的操作。

利用 UMMSE 的 MIMO 接收机

对 UMMSE 技术，接收机系统实现将接收到的码元向量 \underline{r} 与矩阵 M 相乘以导出发射的码元向量 \underline{x} 的初始 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ ，可表示为：

$$\hat{\underline{x}} = \mathbf{M}\underline{r} \quad \text{等式(10)}$$

选择矩阵 M 使得初始 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ 和发射码元向量 \underline{x} 间(即 $\underline{e} = \hat{\underline{x}} - \underline{x}$)的误差向量 \underline{e} 的均方误差最小化。

为确定 M，代价函数 ε 首先可表示为：

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\underline{e}^H \underline{e}\} \\ &= E\{[\underline{r}^H \mathbf{M}^H - \underline{x}^H][\mathbf{M}\underline{r} - \underline{x}]\} \\ &= E\{\underline{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M} \underline{r} - 2\text{Re}[\underline{x}^H \mathbf{M} \underline{r}] + \underline{x}^H \underline{x}\} \end{aligned}$$

为最小化代价函数 ε ，可以求出与 M 相关的代价函数的导数，且其结果可被设为零，如下：

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0}$$

由 $E\{\underline{x}\underline{x}^H\} = \mathbf{I}$ 、 $E\{\underline{r}\underline{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ ，且 $E\{\underline{r}\underline{x}^H\} = \mathbf{H}$ ，获得以下关系：

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

因此，矩阵 M 可表示为：

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{等式(11)}$$

根据等式(10)和(11)，发射码元向量 \underline{x} 的初始 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ 可以确定为：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}} &= \mathbf{M}\underline{r} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r} \end{aligned} \quad \text{等式(12)}$$

为确定 UMMSE 技术的传输信道的 SNR，信号分量可以首先根据给定 \underline{x} 时 $\hat{\underline{x}}$ 的均值而被确定，在加性噪声上取平均，这可以表示为：

$$\begin{aligned}
E[\hat{\underline{x}} | \underline{x}] &= E[\underline{M}\underline{r} | \underline{x}] \\
&= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\underline{r}] \\
&= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\underline{x} \\
&= \mathbf{V}\underline{x}
\end{aligned}$$

其中矩阵 \mathbf{V} 被定义为

$$\begin{aligned}
\mathbf{V} &= \{v_{ij}\} \\
&= \mathbf{M}\mathbf{H} \\
&= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}
\end{aligned}$$

使用等式

$$(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1}$$

矩阵 \mathbf{V} 可被表示为:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1}$$

初始 MMSE 估计 $\hat{\underline{x}}$ 的第 i 个元素 \hat{x}_i 可被表示为:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R} \quad \text{等式 (13)}$$

如果 $\hat{\underline{x}}$ 的所有元素都不相关且均值为零, 则 $\hat{\underline{x}}$ 的第 i 个元素期望值可表示为:

$$E[\hat{x}_i | \underline{x}] = v_{ii}x_i \quad \text{等式 (14)}$$

如在等式 (14) 中示出, \hat{x}_i 是 x_i 的有偏估计。可以根据 UMMSE 技术除去有偏以获得改善的接收机性能。 x_i 的无偏估计可以通过用 v_{ii} 除 \hat{x}_i 而获得。因此, \underline{x} 的无偏最小均方误差估计 $\tilde{\underline{x}}$ 可通过将有偏估计 $\hat{\underline{x}}$ 乘以对角矩阵 \mathbf{D}_v^{-1} 而获得, 如下:

$$\tilde{\underline{x}} = \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\underline{x}} \quad \text{等式 (15)}$$

其中

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

为确定噪声加干扰, 无偏估计 $\tilde{\underline{x}}$ 以及发射的码元向量 \underline{x} 之间的误差 $\hat{\underline{e}}$ 可以表达为:

$$\begin{aligned}
\hat{\underline{e}} &= \underline{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\underline{x}} \\
&= \underline{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r}
\end{aligned}$$

误差向量 $\hat{\underline{e}}$ 的自相关矩阵可表示为

$$\begin{aligned}\phi_{\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}} &\equiv \mathbf{U} \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}^H] \\ &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_m)^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_m)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}\end{aligned}$$

误差向量 $\hat{\mathbf{e}}$ 的第 i 个元素的方差等于 u_{ii} 。误差向量 $\hat{\mathbf{e}}$ 的元素是相关的。然而，可能使用足够的交织使得可以忽略误差向量 $\hat{\mathbf{e}}$ 的元素间的相关性，只有方差影响系统性能。

如果信道噪声的分量是不相关且相同分布，则信道噪声的相关矩阵可以表达为等式(5)。在该情况下，误差向量 $\hat{\mathbf{e}}$ 的自相关矩阵可表示为：

$$\begin{aligned}\phi_{\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_x^{-1} [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] \mathbf{D}_x^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\}\end{aligned}$$

且如果信道噪声的分量是不相关的，则

$$\begin{aligned}\mathbf{U} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_m)^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_m)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}\end{aligned}$$

等式(17)

对应第 i 个发射码元的解调器输出的 SNR 可表示为：

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}} \quad \text{等式(18)}$$

如果处理的接收到的码元 x_i 的方差 $|x_i|^2$ 平均值等于一(1.0)，接收码元向量的 SNR 可能表达为：

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}$$

图 6 示出 RX MIMO 处理器 156b 的实施例，它能实现上述的 UMMSE 处理。类似于 CCMI 方法，首先根据接收到的导频信号和/或数据传输估计矩阵 \mathbf{H} 和 ϕ_m 。然后根据等式(11)计算加权系数矩阵 \mathbf{M} 。在 RX MIMO 处理器 156b 内，从 N_r 个接收天线来的调制码元由多路复用器 612 多路复用形成接收到的调制码元向量 \underline{r} 流。接收到的调制码元向量 \underline{r} 然后由乘法器 614 左乘矩阵 \mathbf{M} 以得到发射码元向量 \underline{x} 的估计 $\hat{\underline{x}}$ ，如等式(10)示出。估计 $\hat{\underline{x}}$ 进一步由乘法器 616 左乘对角矩阵 \mathbf{D}_v^{-1} 得到发射码元向量 \underline{x} 的无偏估计 $\tilde{\underline{x}}$ ，如等式(15)示出。

同样地，根据特定的实现通信模式，从所有用于信道数据流传输的天线来的子信道码元流可能提供给组合器 618，它将在时间、空间和频率上的冗余信息组合。经组合的调制码元 $\tilde{\underline{x}}$ 然后提供给 RX 数据处理器 158。对一些其它的通信模式，估计的调制码元 $\tilde{\underline{x}}$ 可能直接提供给 RX 处理器 158。

无偏估计的调制码元 \underline{x} 和/或组合调制码元 \underline{x}'' 还可以提供给 CSI 处理器 620, 它确定传输信道的全或部分 CSI, 并提供全/部分 CSI 以被报告回发射机系统 110。例如, CSI 处理器 620 可能根据等式(16)到(18)估计第 i 个传输信道的 SNR。传输信道的 SNR 还包括报告回发射机系统的部分 CSI。在等式(11)内计算的最优 M 应该已经最小化误差向量的范数。 D_v 是根据等式(16)计算的。

使用全 CSI 技术的 MIMO 接收机

对全 CSI 技术, 在 N_r 个接收天线的输出处接收到的信号可能表示为以上等式(2), 即

$$\underline{r} = \mathbf{H}\underline{x} + \underline{n}$$

由信道矩阵与其共轭转置的积形成的 Hermitian 矩阵的特征向量分解可表示为:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H$$

其中 \mathbf{E} 是特征向量矩阵, $\mathbf{\Lambda}$ 是特征值的对角矩阵, 两个的维数均为 $N_r \times N_r$ 。发射机使用特征向量矩阵 \mathbf{E} 对一组 N_r 个调制码元 \underline{b} 进行预调节, 如上述等式(1)示出。从 N_r 个发射天线来的发射的(经预调节的)调制码元可表示为:

$$\underline{x} = \mathbf{E}\underline{b}$$

由于 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 是 Hermitian 的, 特征向量矩阵是酉矩阵。因此, 如果 \underline{b} 的元素为等幂, 则 \underline{x} 的元素也为等幂。接收到的信号可能表示为:

$$\underline{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\underline{b} + \underline{n} \quad \text{等式(19)}$$

接收机实现信道匹配滤波操作, 接着乘以右特征向量。信道匹配滤波和乘法操作的结果是向量 \underline{z} , 可表示为:

$$\underline{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \underline{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \underline{n} = \mathbf{\Lambda} \underline{b} + \underline{n}' \quad \text{等式(20)}$$

其中, 新噪声项的协方差可表示为:

$$E(\underline{n}' \underline{n}'^H) = E(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \underline{n} \underline{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda} \quad \text{等式(21)}$$

即, 噪声项独立于由特征值给出的方差。 \underline{z} 的第 i 个分量的 SNR 是 $\mathbf{\Lambda}$ 的第 i 个对角线元素 λ_i 。

全 CSI 处理在上述的美国专利申请序列号 09532492 内有进一步描述。

图 5 示出的接收机实施例可能还用于实现全 CSI 技术。接收到的调制码元向量 \underline{r} 由匹配滤波器 514 滤波, 它将每个向量 \underline{r} 与共轭转置信道系数矩阵 \mathbf{H}^H 左乘,

如上等式(20)示出。经滤波的向量还由乘法器 516 与右特征向量 E^H 左乘以形成对调制码元向量 b 的估计 z ，如在等式(20)中所示。对全 CSI 技术，矩阵处理器 524 用于提供右特征向量 E^H 。相继的处理(例如组合器 518 和 RX 数据处理器 158 进行的)可能按上述进行。

对全 CSI 技术，发射机单元能根据由特征值给出的 SNR 为特征向量的每个选择编码方案以及调制方案(即信号星座图)。如果信道条件在 CSI 在接收机处测量并被报告且用于对发射机处的传输预调节这段时间间隔不变，则通信系统的性能可能等效于一组带有已知 SNRs 的独立 AWGN 信道的性能。

将全或部分 CSI 报告回发射机系统

使用在此描述的部分 CSI(例如 CCMI 或 UMMSE)或全 CSI 技术，可能为接收到的信道获得每个传输信道的 SNR。确定的传输信道的 SNR 可能通过反向信道报告回发射机系统。通过反馈传输信道的发射调制码元的 SNR 值(即对每个空间子信道，在使用 OFDM 时可能对每个频率子信道)，可能实现自适应处理(例如自适应编码和调制)以改善 MIMO 信道的使用。对部分 CSI 反馈技术，自适应处理可能在没有完全的 CSI 情况下获得。对全 CSI 反馈技术，足够信息(不一定显式的特征值和特征模量)被返回到发射机以方便每个所使用的频率子信道的特征值和特征模式的计算。

对 CCMI 技术，接收到调制码元的 SNR 值(例如， $SNR_i = |x_i|^2 / \sigma_n^2$ ，或对在第 i 个传输信道上接收到的码元的 $SNR_i = 1 / \sigma_n^2 r_{ii}$)被反馈回发射机。对 UMMSE 技术，接收到调制码元的 SNR 值(例如对在第 i 传输信道上接收到的码元 $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$ 或 $SNR_i = 1 / u_{ii}$ ， u_{ii} 按等式(16)和(17)计算)被反馈回发射机。对全 CSI 技术，接收到调制码元的 SNR 值(例如对在第 i 传输信道上接收到的码元 $SNR_i = |z_i|^2 / \sigma_n^2$ 或 $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$ ，其中 λ_{ii} 是方阵 R 的特征值)可被反馈回发射机。对全 CSI 技术，特征模量 E 可能被进一步确定并反馈回发射机。对部分和全 CSI 技术，SNR 用于在发射机系统调整数据的处理。对全 CSI 技术，特征模 E 进一步用于在传输前对调制码元进行预调节。

报告回发射机的 CSI 可能或以完整的或以差别的或以上的组合送回。在一实施例中，全或部分 CSI 被周期性地报告，且根据先前发送的 CSI 送回不同的更新。作为全 CSI 的一例，更新可能是对报告的特征模量的纠正(根据误差信号)。特征值一般不及特征模量改变得那么快，所以能以较低速率更新。在另一实施例中，CSI 只在有变化时才被发送(例如如果改变超过一特定阈值)，这可能降低反馈信道的有

效速率。作为部分 CSI 的例子, SNRs 可能只在它们有所改变时才送回(例如有差别地)。对 OFDM 系统(有或没有 MIMO), 频域内的相关可能用于减少要反馈的 CSI 量。作为使用部分 CSI 的 OFDM 系统的一例, 如果对应 M 频率子信道的特定空间子信道的 SNR 相同, 则 SNR 和该条件为真的第一和最后频率子信道可能被汇报。还可能使用其它用于减少反馈回 CSI 数据量的压缩和反馈信道差错恢复技术, 且在本发明范围内。

参考回图 1, 由 RX MIMO 处理器 156 确定的全或部分 CSI(例如信道 SNR)提供给 TX 数据处理器 162, 它处理 CSI 并提供被处理的数据给一个或多个调制器 154。调制器 154 进一步对被处理的数据条件化并通过反信道将 CSI 发射回发射机系统。

在系统 110 处, 发射的反馈信号由天线 124 接收, 由解调器 122 解调, 并提供给 RX 数据处理器 132。RX 数据处理器 132 实现与 TX 数据处理器 162 实现的互补的处理并恢复被报告的全/部分 CSI, 该 CSI 然后提供给 TX 数据处理器 114 以及 TX MIMO 处理器 120 用于调整由它们进行的处理。

发射机系统 110 可能根据从接收机系统 150 的全/部分 CSI(即 SNR 信息)调整(即适应)其处理。例如, 每个传输信道的编码可能被调整使得信息比特速率与信道 SNR 支持的传输能力匹配。另外, 传输信道的调制方案可能根据信道 SNR 而选择。其它处理(例如交织)还可能被调整并在本发明的范围内。根据每个信道确定的 SNR 而调整每个传输信道的处理使得 MIMO 系统能获得高性能(即高吞吐量或特定性能级别的比特速率)。自适应处理能应用于单载波 MIMO 系统或基于多载波的 MIMO 系统(例如使用 OFDM 的 MIMO 系统)。

在发射机系统处的编码的调整和调制方案的选择可能根据许多技术而进行, 其中一个在前述的美国专利申请序列号 09776073 内有描述。

部分(例如 CCMI 和 UMMSE)以及全 CSI 技术为接收机处理技术, 允许 MIMO 系统使用由使用多个发射和接收天线而建立的附加维数, 这是对于使用 MIMO 的主要优点。CCMI 和 UMMSE 技术可能如同使用全 CSI 的 MIMO 系统允许对每个时隙发射同样数目的调制码元, 然而, 其它接收机处理技术还可能连同在此描述的全/部分 CSI 反馈技术一起使用且在本发明范围内。可类比地, 图 5 和图 6 代表能处理 MIMO 传输、确定传输信道的特性(即 SNR)以及将全或部分 CSI 报告回发射机系统的接收机系统的两个实施例。可以考虑根据在此表出的技术的其它设计和其它接收机处理技术, 且这是在本发明范围内的。

只有当总的接收到的信号 SNR 或根据 SNR 估计的能达到的总吞吐量被反馈回

时,还可能直接使用部分 CSI 技术(例如 CCMI 和 UMMSE 技术)而不需要在发射机处的自适应处理。在一实施例中,调制格式根据接收到的 SNR 估计或估计的吞吐量而被确定,且同样的调制格式被用于所有的传输信道。该方法可能减少整个系统的吞吐量但可以大大减少在反向链路上送回的信息量。

可能使用本发明的全/部分 CSI 反馈技术实现系统性能的改善。带有部分 CSI 反馈的系统吞吐量可以被计算并与全 CSI 反馈的吞吐量相比。系统吞吐量可以定义为:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i)$$

其中, γ_i 是部分 CSI 技术的每个接收到调制码元的 SNR 或全 CSI 技术的每个传输信道的 SNR。不同处理器技术的 SNR 可归纳如下:

$$\text{对 CCMI 技术: } \gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 r_{ii}},$$

$$\text{对 UMMSE 技术: } \gamma_i = \frac{1}{u_{ii}},$$

$$\text{对全 CSI 技术: } \gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2},$$

图 7A 和 7B 示出使用部分 CSI 和全 CSI 反馈技术的 4x4 MIMO 系统的性能。结果是由计算机仿真得到的。在仿真中,每个信道系统矩阵 H 的元素模型化为带有零均值和单位方差的独立的高斯随机变量。对每次计算,生成多个随机矩阵实现且为实现所计算的吞吐量经平均以生成平均吞吐量。

图 7A 示出对不同 SNR 值的全 CSI、部分 CSI CCMI 以及部分 CSI UMMSE 技术的 MIMO 系统的吞吐量。可以从图 7A 看出,部分 CSI UMMSE 技术的吞吐量在高 SNR 值时大约是全 SI 输出的 75%,在低 SNR 值时接近全 CSI 吞吐量。部分 CSI CCMI 技术的吞吐量在高 SNR 值时大约是部分 CSI UMMSE 技术的吞吐量的 75%到 90%,且在低 SNR 值处大约比 UMMSE 的吞吐量少了 30%。

图 7B 根据数据直方图生成的三种技术的累加概率分布函数(CDF)。图 7B 示出每传输信道平均 16 dB 的 SNR 时,对 CCMI 技术大约有 5%的情况吞吐量小于 2 bps/Hz。另一方面,在同一 SNR 处,UMMSE 技术的吞吐量在所有情况下均在 7.5 bps/Hz 以上。因此,UMMSE 技术比 CCMI 技术的中止概率低。

发射机和接收机系统的元件可能使用一个或多个数字信号处理器(DSP)、应用专用集成电路(ASIC)、处理器、微处理器、控制器、微控制器、现场可编程门阵列

(FGPA)、可编程逻辑设备、其它电子单元或以上的任何组合。在此描述的一些函数和处理还可能用在处理器上执行的软件实现。

本发明的各方面可用软件和应用组合实现。例如，对 CCMI 和 UMMSE 技术的码元估计的计算以及信道 SNR 的导出可能根据在处理器上(图 5 和图 6 相应的控制器 530 和 650)执行的程序代码实现。

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。

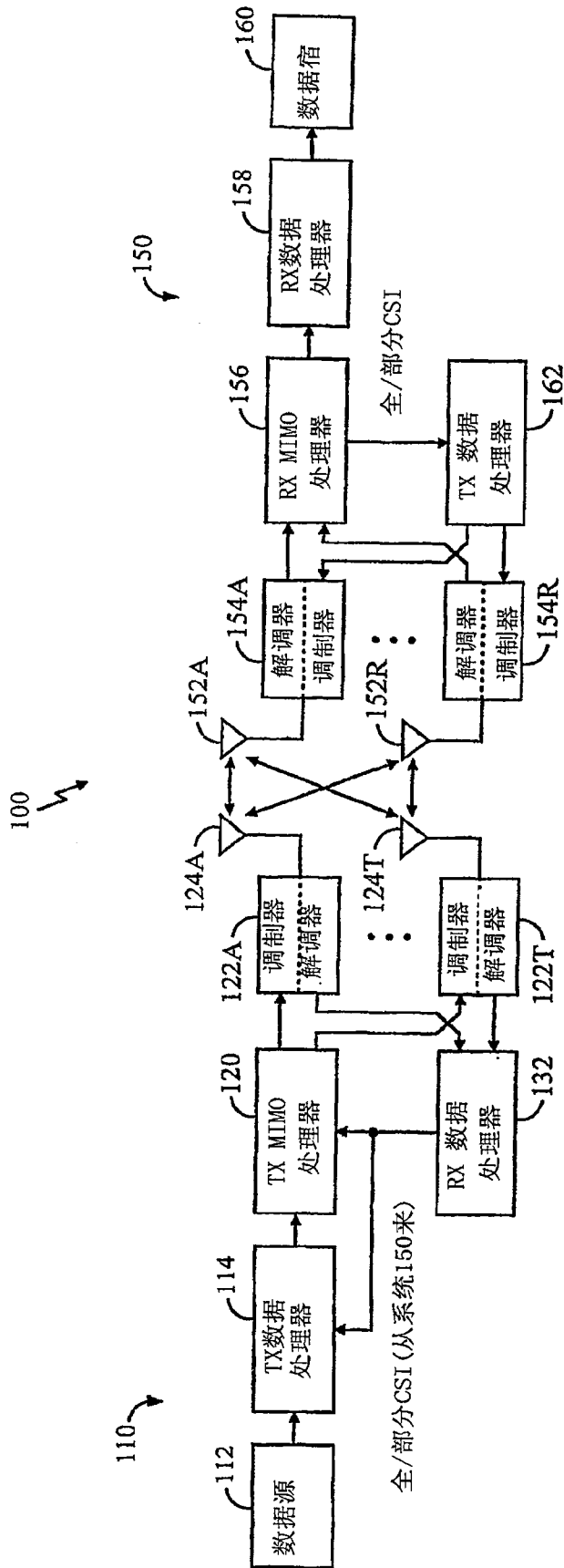


图 1

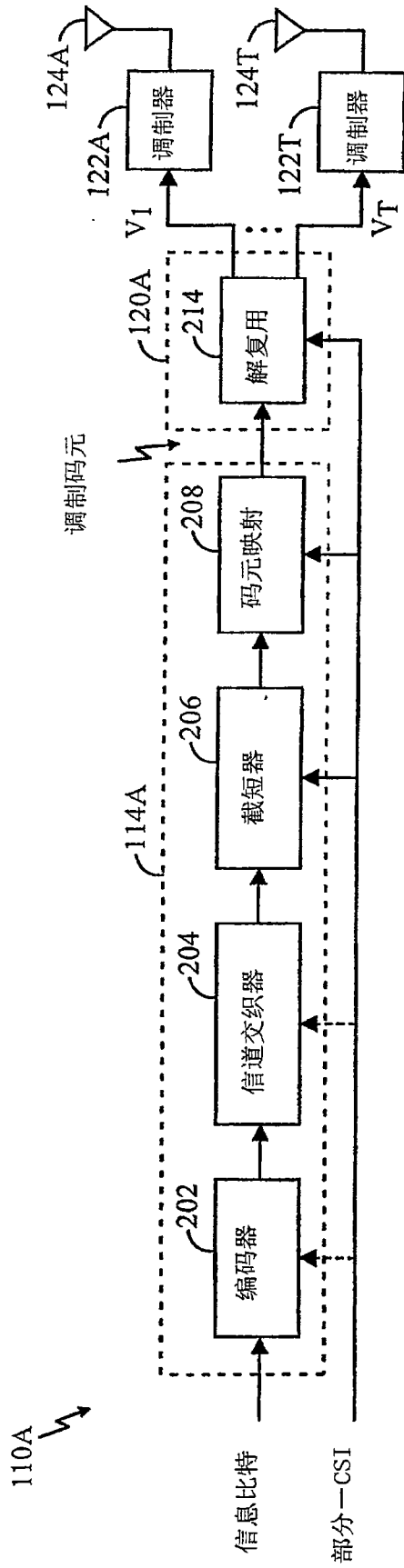


图 2A

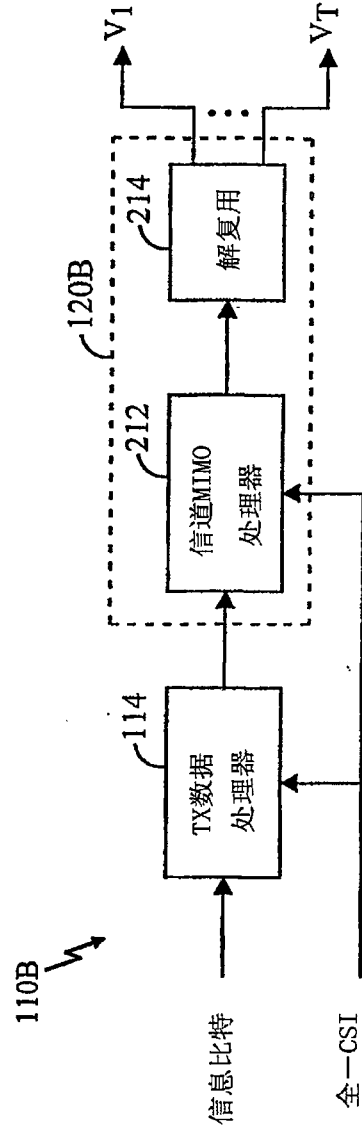


图 2B

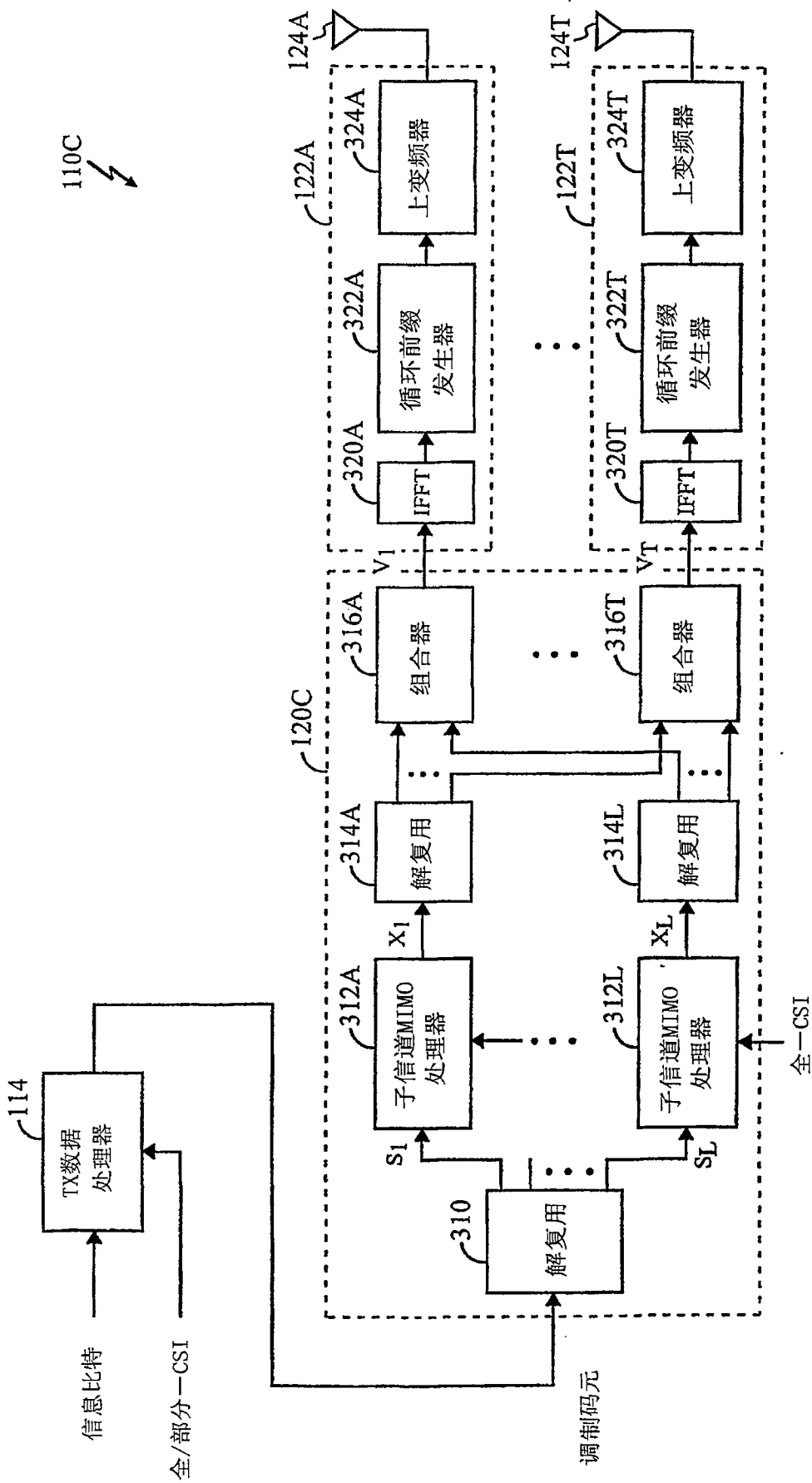


图 3

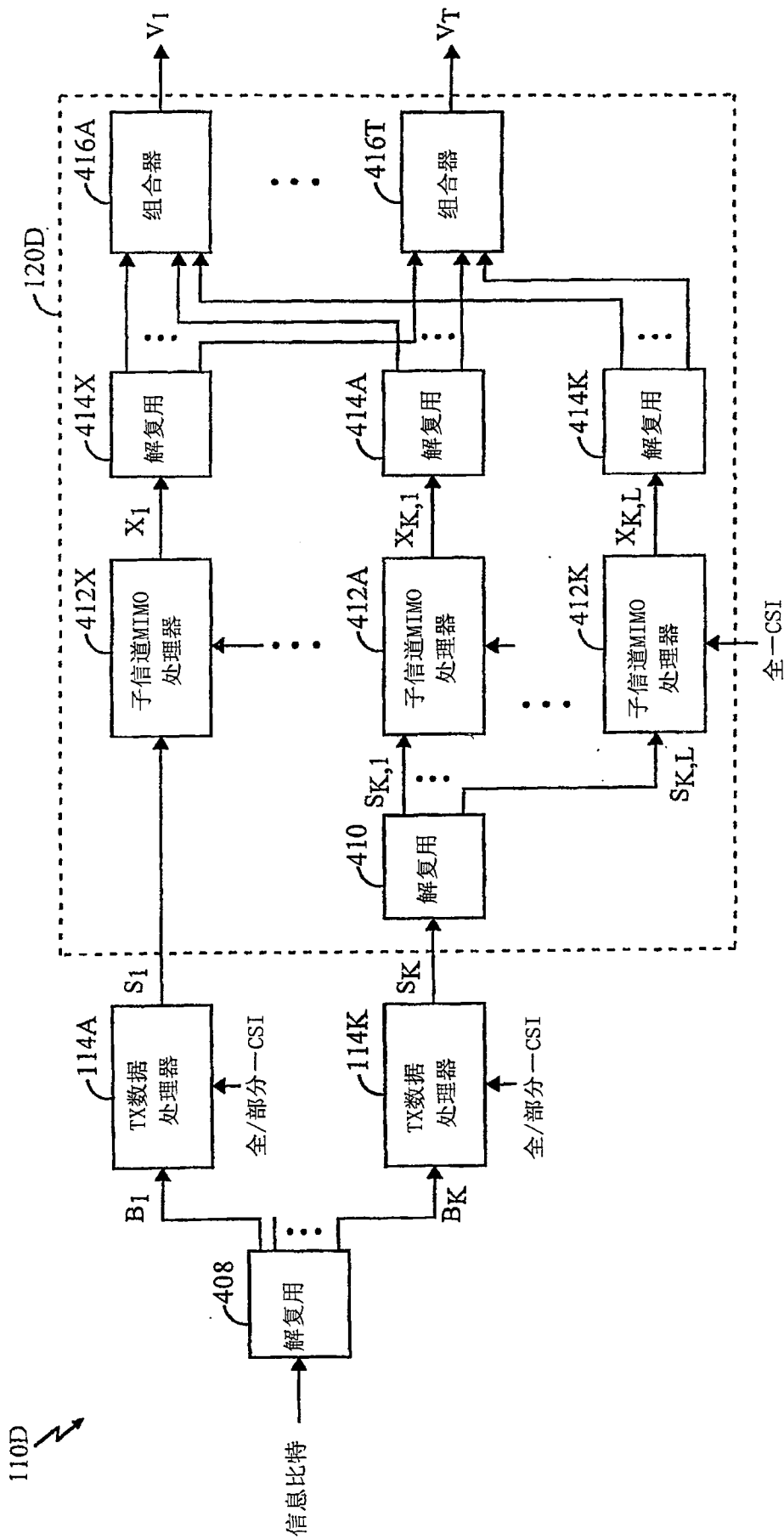


图 4

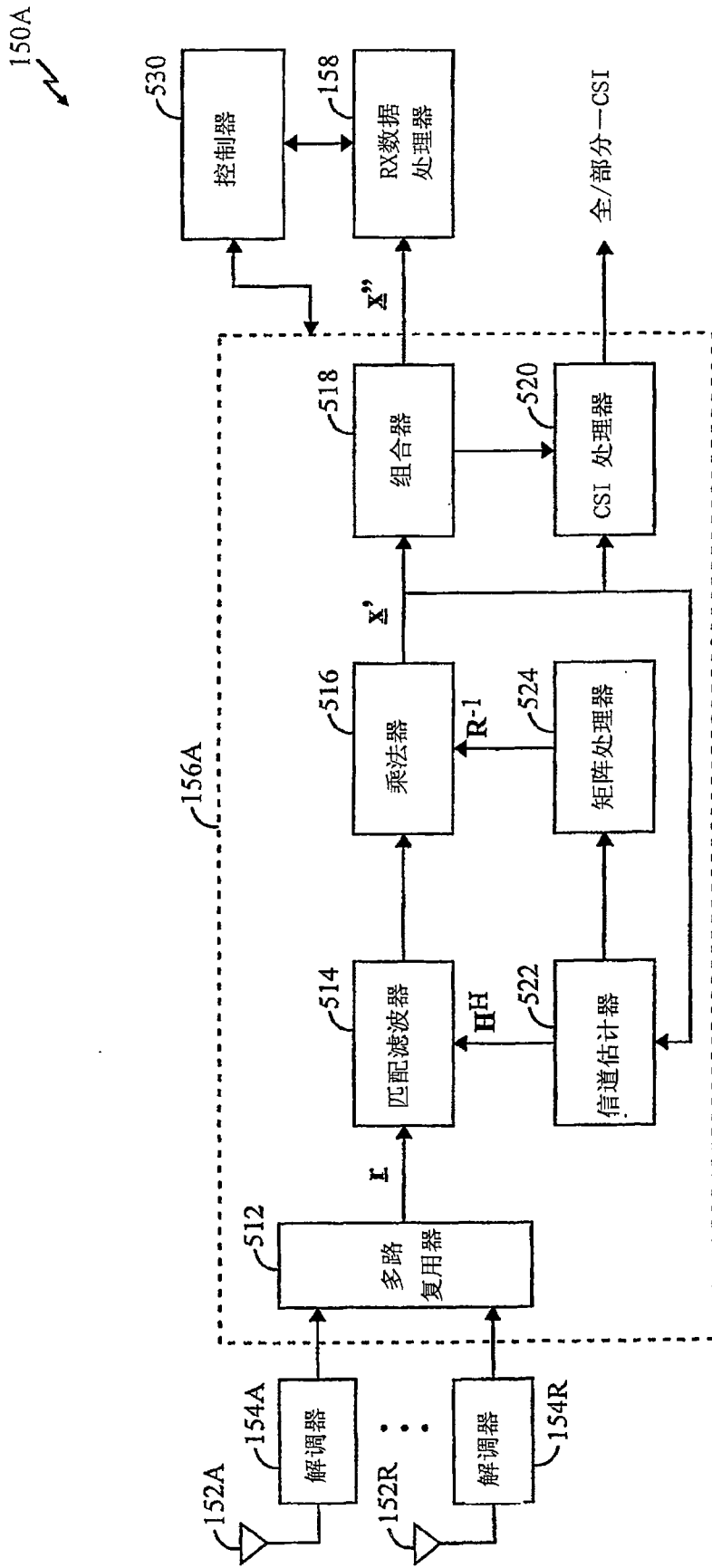


图 5

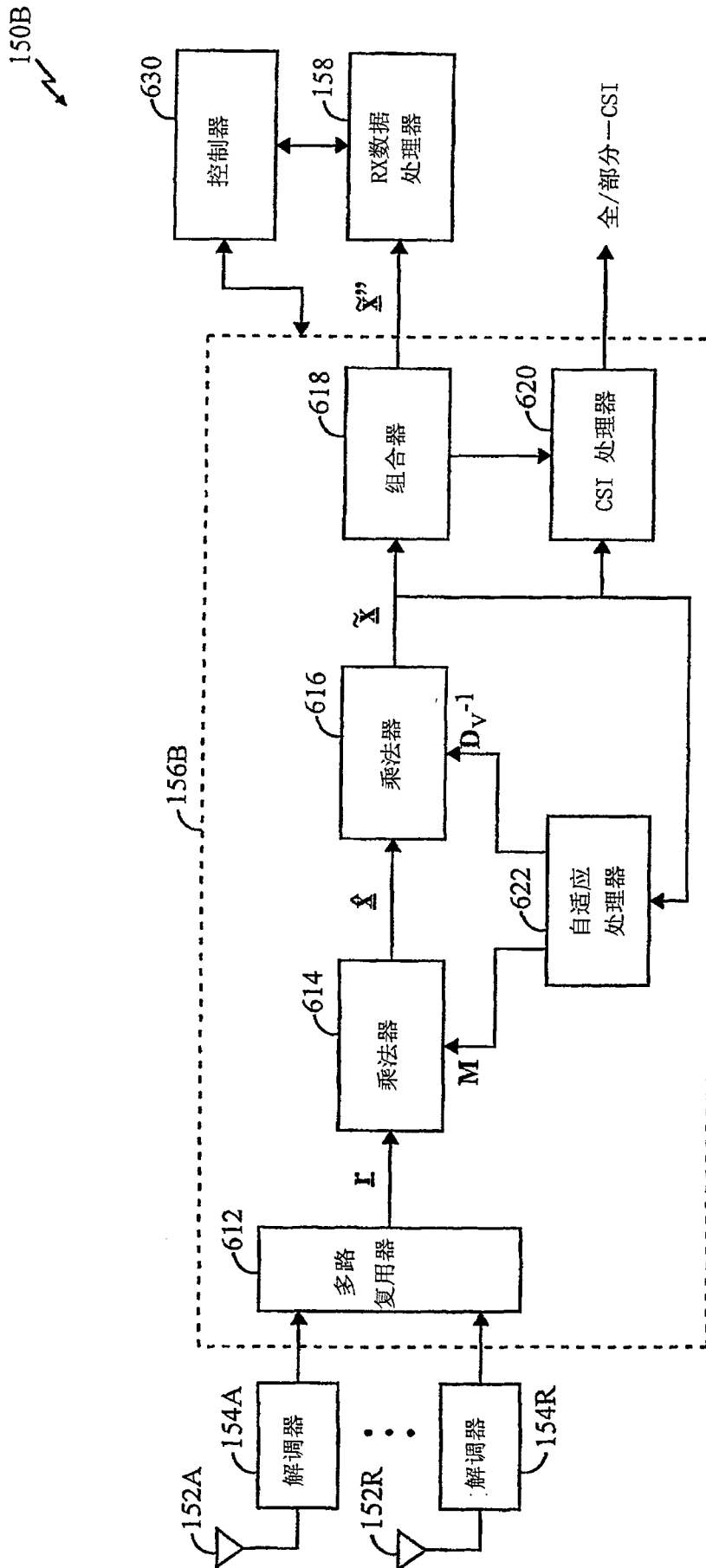


图 6

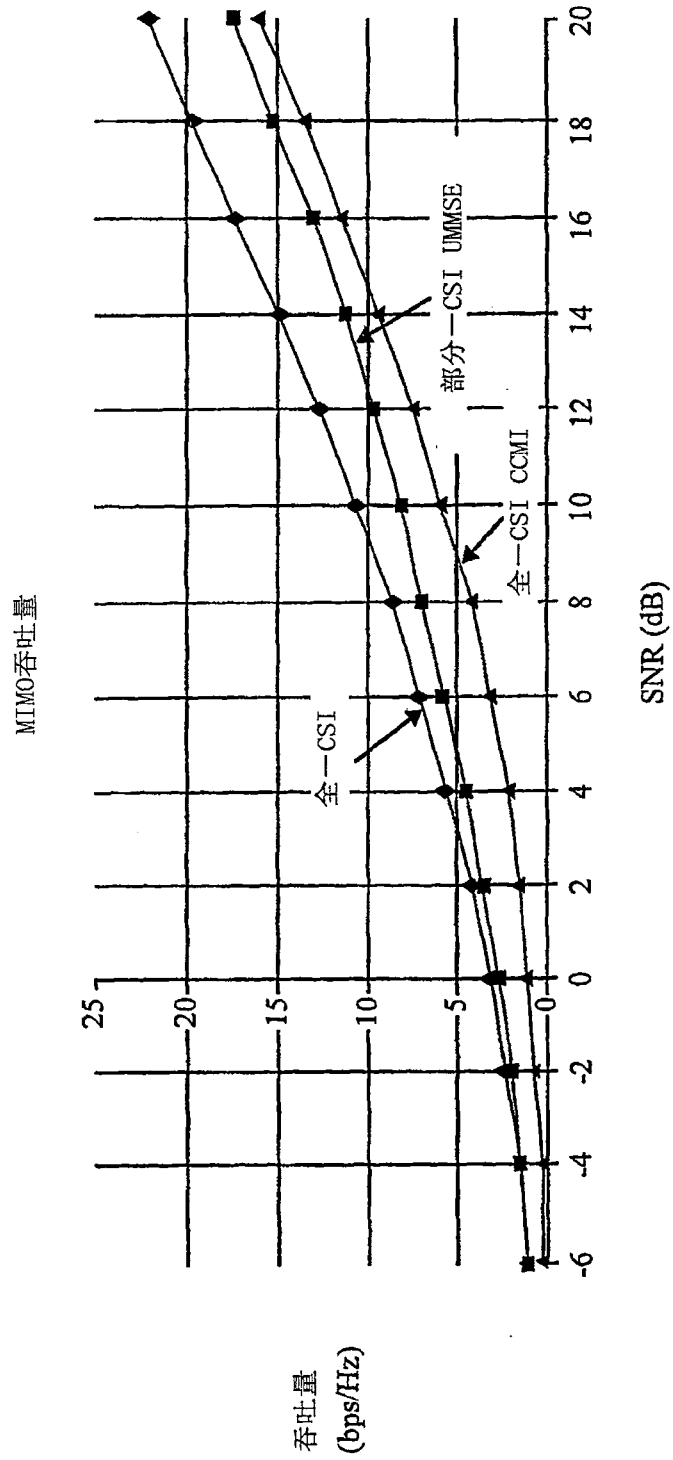


图 7A

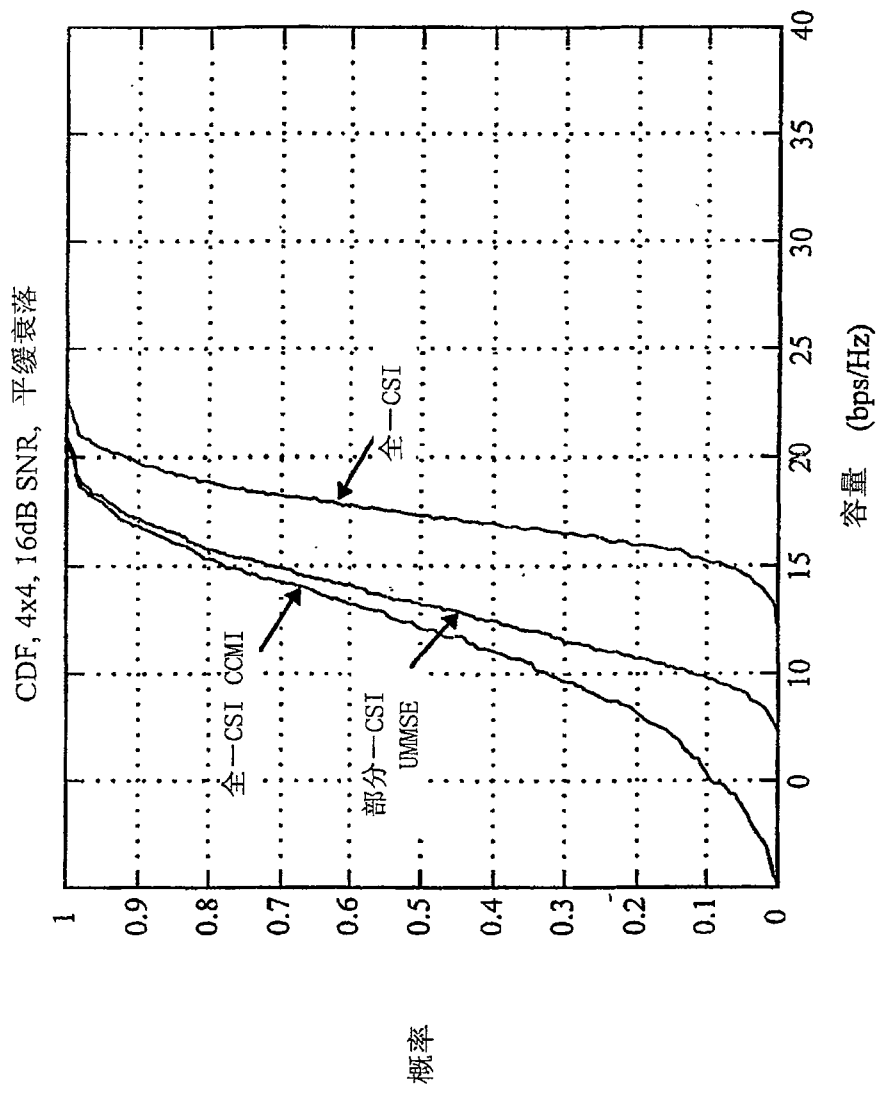


图 7B