

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200480038822.3

[43] 公开日 2007 年 1 月 17 日

[11] 公开号 CN 1898930A

[22] 申请日 2004. 10. 13

[21] 申请号 200480038822.3

[30] 优先权

[32] 2003. 10. 24 [33] US [31] 60/514,402

[32] 2004. 2. 13 [33] US [31] 10/778,570

[86] 国际申请 PCT/US2004/033680 2004. 10. 13

[87] 国际公布 WO2005/043855 英 2005. 5. 12

[85] 进入国家阶段日期 2006. 6. 23

[71] 申请人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 塔梅尔·卡多斯

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 林锦辉

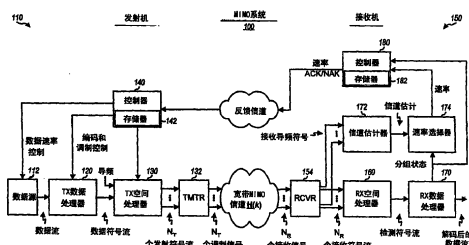
权利要求书 6 页 说明书 20 页 附图 8 页

[54] 发明名称

多载波 MIMO 系统的速率选择

[57] 摘要

为了为具有多径 MIMO 信道的多载波 MIMO 系统中的数据传输选择速率，首先确定每个空间信道的每个子带的事后检测 SNR，并将该事后检测 SNR 用于基于 SNR 和调制方案 M 的受限频谱效率函数来导出受限频谱效率。接着，基于所述个体子带/空间信道的受限频谱效率来确定用于数据传输的所有空间信道的所有子带的平均受限频谱效率。由具有 AWGN 信道的等价系统需要来支持数据速率的等价 SNR 是基于反受限频谱效率函数来确定的。基于所述等价 SNR 来为所述多载波 MIMO 系统选择速率。所述选择的速率是其所需 SNR 小于或等于所述等价 SNR 的所有支持的速率中的最高速率。



1、一种用于为多载波多进多出（MIMO）通信系统中的数据传输选择速率的方法，包括：

确定用于数据传输的多个空间信道的多个子带的平均受限频谱效率，所述多个空间信道由所述系统中的 MIMO 信道形成；

确定由具有加性高斯白噪声（AWGN）信道的等价系统需要的等价信号与噪声和干扰的比（SNR），以支持所述平均受限频谱效率；
和

基于所述等价 SNR，为所述多载波 MIMO 系统中的数据传输选择所述速率。

2、如权利要求 1 所述的方法，其中，所述平均受限频谱效率、所述等价 SNR 和所述速率都是基于特定调制方案来确定的。

3、如权利要求 1 所述的方法，其中，所述多个子带是利用正交频分复用（OFDM）获得的。

4、如权利要求 1 所述的方法，其中，所述多个空间信道对应于组成所述 MIMO 信道的多个单进单出（SISO）信道。

5、如权利要求 1 所述的方法，还包括：

确定用于数据传输的每个空间信道的每个子带的事后检测 SNR；
和

基于所述空间信道的子带的事后检测 SNR，确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率；和

其中所述平均受限频谱效率是基于所述多个空间信道的所述多个子带的受限频谱效率来确定的。

6、如权利要求 5 所述的方法，其中，每个空间信道的每个子带

的所述事后检测 SNR 是基于能够实现所述 MIMO 信道的最大容量的传输方案来确定的。

7、如权利要求 5 所述的方法，其中，每个空间信道的每个子带的所述事后检测 SNR 是基于在接收机采用最小均方误差（MMSE）检测器进行的串行干扰消除（SIC）处理来确定的。

8、如权利要求 5 所述的方法，其中，每个空间信道的每个子带的所述受限频谱效率可进一步基于受限频谱效率函数来确定，该受限频谱效率函数以 SNR 和调制方案为输入且提供受限频谱效率作为输出。

9、如权利要求 1 所述的方法，还包括：

基于以 MIMO 信道响应和调制方案为输入且提供受限频谱效率作为输出的受限频谱效率函数，确定所述 MIMO 信道的每个子带的受限频谱效率；和

其中用于数据传输的所述多个空间信道的所述多个子带的平均受限频谱效率是基于所述 MIMO 信道的所述多个子带的受限频谱效率确定的。

10、如权利要求 1 所述的方法，其中，所述等价 SNR 是基于反受限频谱效率函数来确定，该反受限频谱效率函数以频谱效率和调制方案为输入且提供 SNR 作为输出。

11、如权利要求 1 所述的方法，其中，数据传输的所述速率是基于由所述多载波 MIMO 系统支持的一组速率和所述支持的速率所需的 SNR 来选择的。

12、如权利要求 11 所述的方法，其中，所述选择的速率是其所需 SNR 小于或等于所述等价 SNR 的所述支持的速率中最高的速率。

13、如权利要求 11 所述的方法，其中，所述支持的速率的所需 SNR 包括由所述多载波 MIMO 系统观测到的损失。

14、如权利要求 1 所述的方法，还包括：

确定补偿因子以解释速率预测和系统损失中的误差；和
基于所述补偿因子，降低数据传输的速率。

15、如权利要求 1 所述的方法，还包括：

以所述选择的速率接收数据传输，其中，所述接收的数据传输包括至少一个数据分组的数据符号的至少一个块，并且在用于数据传输的所述多个空间信道的所述多个子带上同时发射每个块中的数据符号。

16、如权利要求 1 所述的方法，还包括：

以所述选择的速率接收数据传输；和
执行迭代检测和解码（IDD），以恢复所述接收的数据传输中的数据。

17、一种多载波多进多出（MIMO）通信系统中的装置，包括：
信道估计器，用于为所述系统中的 MIMO 信道获得信道估计；
和

控制器，用于

基于所述信道估计确定用于数据传输的多个空间信道的多个子带的平均受限频谱效率，其中所述多个空间信道由所述 MIMO 信道形成；

确定由具有加性高斯白噪声（AWGN）信道的等价系统需要的等价信号与噪声和干扰的比（SNR），以支持所述平均受限频谱效率；和

基于所述等价 SNR，为所述多载波 MIMO 系统中的数据传

输选择速率。

18、如权利要求 17 所述的装置，其中，所述控制器还用于基于所述信道估计，确定用于数据传输的每个空间信道的每个子带的事后检测 SNR；和

基于所述空间信道的子带的事后检测 SNR，确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率；和其中所述平均受限频谱效率是基于所述多个空间信道的所述多个子带的受限频谱效率来确定的。

19、如权利要求 18 所述的装置，其中，每个空间信道的每个子带的所述事后检测 SNR 还基于能够实现所述 MIMO 信道的最大容量的传输方案来确定。

20、如权利要求 17 所述的装置，其中，一组速率是由所述多载波 MIMO 系统支持的，并且每个支持的速率与各个所需 SNR 相关，其中所述控制器还用于从其所需 SNR 小于或等于所述等价 SNR 的所述支持的速率中选择最高的速率。

21、如权利要求 17 所述的装置，其中，所述控制器还用于确定补偿因子以解释速率预测和系统损失中的误差；以及基于所述补偿因子，降低数据传输的速率。

22、如权利要求 17 所述的装置，还包括：

接收空间处理器，用于对以所述选择的速率进行的数据传输的接收符号执行检测，并且提供检测符号；和

接收数据处理器，用于对所述检测符号进行处理以获得解码后的数据。

23、如权利要求 22 所述的装置，其中，所述接收空间处理器和所述接收数据处理器用于执行迭代检测和解码（IDD）以从所述接收

符号获得所述解码后的数据。

24、一种多载波多进多出（MIMO）通信系统中的装置，包括：
用于确定用于数据传输的多个空间信道的多个子带的平均受限频谱效率的模块，所述多个空间信道由所述系统中的 MIMO 信道形成；

用于确定由具有加性高斯白噪声（AWGN）信道的等价系统需要的等价信号与噪声和干扰的比（SNR），以支持所述平均受限频谱效率的模块；和

用于基于所述等价 SNR，为所述多载波 MIMO 系统中的数据传输选择所述速率的模块。

25、如权利要求 24 所述的装置，还包括：

用于确定用于数据传输的每个空间信道的每个子带的事后检测 SNR 的模块；和

用于基于所述空间信道的子带的事后检测 SNR，确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率的模块，其中所述平均受限频谱效率是基于所述多个空间信道的所述多个子带的受限频谱效率来确定的。

26、如权利要求 24 所述的装置，还包括：

用于确定补偿因子以解释速率预测和系统损失中的误差的模块；
以及

用于基于所述补偿因子，降低数据传输的速率的模块。

27、如权利要求 24 所述的装置，还包括：

用于以所述选择的速率接收数据传输的模块；和

用于执行迭代检测和解码（IDD），以恢复所述接收的数据传输中的数据的模块。

28、用于存储可在装置中操作的指令的处理器可读介质，用于：

确定多载波多进多出 (MIMO) 通信系统中用于数据传输的多个空间信道的多个子带的平均受限频谱效率, 所述多个空间信道由所述系统中的 MIMO 信道形成;

确定由具有加性高斯白噪声 (AWGN) 信道的等价系统需要的等价信号与噪声和干扰的比 (SNR), 以支持所述平均受限频谱效率;
和

基于所述等价 SNR, 为所述多载波 MIMO 系统中的数据传输选择速率。

29、如权利要求 28 所述的处理器可读介质, 还用于存储被操作来进行以下动作的指令:

确定用于数据传输的每个空间信道的每个子带的事后检测 SNR;
和

基于所述空间信道的子带的事后检测 SNR, 确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率, 其中所述平均受限频谱效率是基于所述多个空间信道的所述多个子带的受限频谱效率来确定的。

多载波 MIMO 系统的速率选择

相关申请的交叉引用

本申请要求 2003 年 10 月 24 日提交的美国临时专利申请 No.60/514,402 的权益，在此将其全文引入作为参考。

技术领域

本发明通常涉及通信，并且更为具体地，涉及用于为多载波多-进多-出（MIMO）通信系统中的数据传输执行速率选择的技术。

背景技术

MIMO 系统在发射机上使用多个 (N_T) 发射天线和在接收机上使用多个 (N_R) 个接收天线，以用于数据传输。由 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可以被分解为 N_S 个空间信道，其中 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。所述 N_S 个空间信道可被用于发射数据，同时实现较高的吞吐量和/或冗余度来实现更高的可靠度。

正交频分复用（OFDM）是一种多载波调制方案，其将整个系统带宽有效地划分为多个 (N_F) 正交子带。这些子带也被称为音调、子载波、频率段（bin）和频率信道。采用 OFDM，每个子带与各个子载波相关联，该子载波与数据一起被调制。

对于使用 OFDM 的 MIMO 系统（即，MIMO-OFDM 系统），在用于数据传输的 N_S 个空间信道中的每个上可得到 N_F 个子带。每个空间信道的所述 N_F 个子带可以经历不同的信道调整（例如，不同的衰落、多径和干扰效应），并且可以获得不同的信道增益和信号对噪声和干扰的比（SNR）。取决于 MIMO 信道的多径分布图（multipath profile），所述信道增益和 SNR 可能在每个空间信道的 N_F 个子带上非常宽地变化，并且进一步在所述 N_S 个空间信道之间非常宽地变化。

对于所述 MIMO-OFDM 系统，可以在每个空间信道的每个子带上发射一个调制符号，并且在每个 OFDM 符号周期中同时发射最多 $N_F \cdot N_S$ 个调制符号。通过利用来发射所述符号的空间信道的子带的信道增益使每个发射的调制符号失真，并且通过信道噪声和干扰使其进一步恶化。对于多径 MIMO 信道，其是具有不平坦的频率响应的 MIMO 信道，在每个空间信道的每个子带上可靠发射的信息比特的数目随子带和空间信道的变化而变化。所述不同的子带和空间信道的不同传输能力加上所述 MIMO 信道的时变特性使得查明所述 MIMO-OFDM 系统的真实传输能力富有挑战性。

因此，在本领域中存在一种技术需求，即正确地确定用于有效的数据传输的所述 MIMO-OFDM 系统的传输容量。

发明内容

在这里描述了用于在具有多径 MIMO 信道的多载波 MIMO 系统（例如，MIMO-OFDM 系统）中执行速率选择的技术。在一个实施例中，首先为能够实现 MIMO 信道的最大容量的“理论”多载波 MIMO 系统初始地确定用于数据传输的每个空间信道 ℓ 的每个子带 k 的事后检测（post-detection）SNR， $SNR_{\ell}(k)$ 。所述事后检测 SNR 是在接收机上进行空间处理或检测后的 SNR。所述理论系统没有实施损失。随后基于其事后检测 SNR、调制方案 M 和受限频谱效率函数 $f_{\text{siso}}(SNR_{\ell}(k), M)$ 来确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率 $S_{\ell}(k)$ 。接下来根据所述空间信道的个体子带的受限频谱效率来确定用于数据传输的所有空间信道的所有子带的平均受限频谱效率 S_{avg} 。

具有加性高斯白噪声（AWGN）信道的等价系统需要为 SNR_{equiv} 的 SNR 来利用调制方案 M 实现受限频谱效率 S_{avg} 。AWGN 信道是一个具有平坦频率响应的信道。所述等价系统也不具有实施损失。也可以根据反受限频谱效率函数 $f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{avg}}, M)$ 来确定所述等价 SNR。随后基于所述等价 SNR 来为所述多载波 MIMO 系统中的数据传输选择速率 R 。所述多载波 MIMO 系统可以支持特定速率组，并且这些速率所要

求的 SNR 可以被确定且存储在查找表中。所述选择的速率是所述支持的速率中最高的速率，其具有小于或等于所述等价 SNR 的 SNR。补偿 (back-off) 因子可以被计算来解释 (account for) 所述速率预测中的误差、系统损失等等。随后按照一个方式来选择速率 R 来解释所述补偿因子，如下所述。

下面进一步详细描述本发明的各个方面和实施例。

附图说明

通过下面结合附图给出的详细说明，本发明的特征和特性将变得更加明显。在整个附图中，相同的参考字符相应地相同，其中：

图 1 示出了 MIMO-OFDM 系统中的发射机和接收机；

图 2 例示了 MIMO-OFDM 系统的速率选择；

图 3 示出了用于为具有多径 MIMO 信道的 MIMO-OFDM 系统执行速率选择的过程；

图 4A 例示了具有多径 MIMO 信道的 MIMO-OFDM 系统中的 N_T 个空间信道的受限频谱效率；

图 4B 例示了具有 AWGN 信道的等价系统的受限频谱效率；

图 5 示出了发射机的方框图；

图 6 示出了接收机的方框图；和

图 7 示出了实施迭代检测和解码 (IDD) 的接收 (RX) 空间处理器和 RX 数据处理器。

发明详述

这里使用的“示例性的”一词意味着“用作一个实例、示例和图例”。这里被描述为“示例性”的任何实施例或设计不必被解释为相比其他实施例或设计为优选或具有优势。

这里描述的速率选择技术可以用于各种类型的多载波 MIMO 系统。为了简化，针对 MIMO-OFDM 系统来专门描述这些技术。

图 1 示出了 MIMO-OFDM 系统 100 中的发射机 110 和接收机 150

的方框图。在发射机 110 端，发射 (TX) 数据处理器 120 从数据源 112 接收数据分组。TX 数据处理器 120 依照为每个数据分组选择的速率对该分组进行编码、交织和调制，以获得相应的数据符号块。如同这里所使用的，数据符号是数据的调制符号，而导频符号是导频的调制符号，其被发射机和接收机两者熟知为先验的 (priori)。每个数据分组的选择速率可以表明该分组的数据速率、编码方案或码速率、调制方案、分组大小等等，这些由控制器 140 提供的各种控制来表明。

TX 空间处理器 130 接收和空间地处理在 N_T 个发射天线的 N_F 个子带上传输的每个数据符号块。TX 空间处理器 130 进一步复用进导频符号，并且向发射机单元 (TMTR) 132 提供 N_T 个发射符号流。每个发射符号可以是针对一个数据符号或一个导频符号的。发射机单元 132 对所述 N_T 个发射符号流执行 OFDM 调制以获得 N_T 个 OFDM 符号流，并且进一步处理这些 OFDM 符号流来产生 N_T 个调制信号。每个调制信号从各个发射天线 (图 1 中未示出) 发射，并且经由 MIMO 信道到达接收机 150。所述 MIMO 信道利用 MIMO 响应来使所述 N_T 个发射信号失真，并且利用噪声和来自其他发射机的可能干扰来进一步恶化所述发射信号。

在接收机 150 端，由 N_R 个接收天线 (图 1 中未示出) 中的每一个接收 N_T 个发射信号，并且来自 N_R 个接收天线的 N_R 个接收信号被提供给接收机单元 (RCVR) 154。接收机单元 154 调整和数字化每个接收信号，以获得相应的采样流，并且对每个采样流执行 OFDM 解调以获得接收符号流。接收机单元 154 向 RX 空间处理器 160 提供 N_R 个接收符号流 (对于数据)，以及向信道估计器 172 提供接收导频符号 (对于导频)。RX 空间处理器 160 空间处理或检测所述 N_R 个接收符号流，以获得检测符号，所述检测符号是由发射机 110 发射的数据符号的估计。

RX 数据处理器 170 依照其选择速率来接收、解调、解交织和解码每个检测符号块，以获得相应的解码分组，该解码分组是由发射机 110 发送的数据分组的估计。RX 数据处理器 170 还提供每个解码分组的估计，其表明所述分组是被正确地解码还是存在错误。

信道估计器 172 处理所述接收导频符号和/或接收数据符号，以获得所述 MIMO 信道的信道估计。所述信道估计可以包括信道增益估计、SNR 估计等等。速率选择器 174 接收所述信道估计，并且为向接收机 150 的数据传输选择合适的速率。控制器 180 从速率选择器 174 接收所述选择的速率以及从 RX 数据处理器 170 接收分组状态，并且为所述反射机 110 聚集反馈信息。所述反馈信息可以包括所述选择的速率、当前和/或先前数据分组的确认（ACK）或否定确认等等。所述反馈信息被处理且经由反馈信道发射到发射机 110。

在发射机 110 端，接收和处理由接收机 150 发射的信号，以恢复由接收机 150 发送的反馈信息。控制器 140 接收已恢复的反馈信息，使用所述选择的速率来处理将要发送到接收机 150 的后续数据分组，并且使用 ACK/NACK 来控制所述当前和/或先前数据分组的重传。

控制器 140 和 180 分别导引发射机 110 和接收机 150 上的操作。存储器单元 142 和 182 分别提供对控制器 140 和 180 使用的程序代码和数据的存储。存储器单元 142 和 182 可以在控制器 140 和 180 的内部，如图 1 所示，或者在这些控制器的外部。

MIMO-OFDM 系统的主要挑战在于基于信道条件为数据传输选择合适的速率。所述速率选择的目标在于最大化所述 N_s 个空间信道上的吞吐量同时满足某些质量目标，这些质量目标由特定的分组误码率（例如，1%PER）来进行量化。

所述 MIMO-OFDM 系统的性能高度地依赖于所述速率选择的精确性。如果数据传输的所述选择的速率太节约，那么过多的系统资源被花费来用于数据传输，并且信道容量未被充分利用。反之，如果所述选择的速率太迅速，那么所述接收机可能对数据传输进行错误解码，并且可能为了重传而花费系统资源。MIMO-OFDM 系统的速率选择是有挑战性的，这是因为在估计多径 MIMO 信道的真正传输容量时复杂。

由在发射机 110 上的 N_T 个发射天线和接收机 150 上的 N_R 个接收天线形成的多径 MIMO 信道的特征在于一组 N_F 个信道响应矩阵， $\mathbf{H}(k)$ ， $k=1, \dots, N_F$ ，其可被表示为：

$$\underline{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & h_{1,2}(k) & \cdots & h_{1,N_T}(k) \\ h_{2,1}(k) & h_{2,2}(k) & \cdots & h_{2,N_T}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(k) & h_{N_R,2}(k) & \cdots & h_{N_R,N_T}(k) \end{bmatrix}, \quad k = 1 \cdots N_F \quad \text{等式 (1)}$$

其中矩阵元 $h_{i,j}(k)$, $i = 1 \dots N_R$, $j = 1 \dots N_T$ 以及 $k = 1 \dots N_F$, 表示针对子带 k 的发射天线 j 和接收天线 i 之间的复信道增益。为了简化, 下述说明假设每个信道响应矩阵 $\underline{\mathbf{H}}(k)$ 是满秩的, 且所述空间信道的数目为 $N_S = N_T \leq N_R$ 。通常, 空间信道是发射机处的数据符号向量 $\underline{\mathbf{s}}(k)$ 的元素和接收机处的检测符号向量 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(k)$ 的相应元素之间的有效信道。向量 $\underline{\mathbf{s}}(k)$ 和 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(k)$ 在下面进行描述。MIMO 信道的 N_T 个空间信道依赖于在发射机处执行的空间处理 (如果存在的话) 和在接收机处执行的空间处理。

所述多径 MIMO 信道具有可以按照不同方式确定的最大容量。如同这里使用的, “最大容量” 表示信道的传输能力, 而 “频谱效率” 代表 “每量纲的最大容量” 的常规概念, 其中所述量纲可以是频率和/或空间。对于 MIMO-OFDM 系统, 频谱效率可以以每秒每赫兹每空间信道比特 (bps/Hz/ch) 为单位给出。频谱效率通常被指定为受限的或不受限的。“不受限的” 频谱效率通常被定义为可为具有给定信道响应和噪声方差的信道可靠使用的理论上的最大数据速率。“受限的” 频谱效率进一步依赖于用于数据传输的特定调制方案。所述受限的容量 (由于调制符号受限于信号星座图上的特定点的事实) 低于所述不受限的容量 (其不受任何信号星座图的限制)。

图 2 图示了用于为具有多径 MIMO 信道的 MIMO-OFDM 系统执行速率选择的技术。对于由信道响应 $\underline{\mathbf{H}}(k)$, $k = 1, \dots, N_F$, 和噪声方差 N_0 定义的给定多径 MIMO 信道而言, 理论上的 MIMO-OFDM 系统具有采用调制方案 M 的平均受限频谱效率 S_{avg} 。如同这里使用的, “理论” 系统是没有任何损失的系统, 而 “实际” 系统是具有实施损失 (例如, 由于硬件不理想)、由于实际代码没有以最大容量工作造成的代码损失以及任何其他损失的系统。所述理论系统和实际系统都使用一个或多个调制方案来进行数据传输, 并且都由受限频谱效率来定义。

所述平均受限频谱效率可以按照下述来确定。通常，不同的调制方案可用于不同的子带和/或空间信道。为了简化，下述说明假设对于数据传输可用的所有空间信道的所有子带，使用同一调制方案 M 。

具有 AWGN 信道的等价系统需要为 SNR_{equiv} 的 SNR 来实现采用调制方案 M 的受限频谱效率 S_{avg} 。这个等价系统也不具有损失。可以如下来导出所述等价 SNR。

具有 AWGN 信道的实际 MIMO-OFDM 系统需要为 SNR_{equiv} 或更好的 SNR 来支持速率 R （与调制方案 M 相关联）、编码方案 C 和数据速率 D 。所述数据速率 D 以 bps/Hertz/ch 为单位给出，该单位与用于频谱效率的单位相同。所述速率 R 被选择为由具有等于或小于所述等价 SNR 的所需 SNR 的系统所支持的最高速率，如下所述。所需 SNR 依赖于调制方案 M 、编码方案 C 以及其他系统损失。为每个支持的速率确定所需 SNR（例如，基于计算机仿真、实验测量或一些其他方式），并且将其存储在查找表中。

如果所需 SNR 小于或等于所述等价 SNR，那么具有多径 MIMO 信道的实际 MIMO-OFDM 系统（例如，MIMO-OFDM 系统 100）被认为支持采用调制方案 M 和编码方案 C 的速率 R 。随着所述速率增加，实际系统的所需 SNR 增加，同时由于所述等价 SNR 由所述信道响应 $\underline{H}(k)$ 和噪声方差 N_0 定义，所以所述等价的 SNR 近似恒定。可由具有多径 MIMO 信道的实际 MIMO-OFDM 系统支持的最大速率由此受限于所述信道条件。速率选择的细节在下面进行描述。

可以对具有不受限的频谱效率的理想系统进行分析，并且将其用于为具有受限频谱效率的实际系统进行速率选择。所述多径 MIMO 信道的每个子带的不受限频谱效率可以基于如下所述的不受限 MIMO 频谱效率函数来确定：

$$S_{unconst}(k) = \frac{1}{N_T} \cdot \log_2[\det(\underline{I} + \underline{H}(k) \cdot \underline{\Gamma}(k) \cdot \underline{H}^H(k))], \quad k=1 \dots N_F \quad \text{等式 (2)}$$

其中 $\det(\underline{M})$ 表示 $\underline{M}$ 的行列式， $\underline{I}$ 是单位矩阵， $S_{unconst}(k)$ 是 $\underline{H}(k)$ 的不受限频谱效率， $\underline{\Gamma}(k)$ 是确定用于所述发射天线的功率的矩阵，而“ H ”代表共轭转置。如果所述信道响应 $\underline{H}(k)$ 仅为接收机所知，那么 $\underline{\Gamma}(k)$ 等

于单位矩阵（即， $\mathbf{\Gamma}(k) = \mathbf{I}$ ）。

对于最大容量实现（capacity achieving）MIMO-OFDM 系统，所述 MIMO-OFDM 系统是以所述 MIMO 信道的最大容量发射和接收数据的系统，其中假设最大容量实现代码可为所用，所述 MIMO 信道的每个子带的不受限频谱效率可以基于如下所述的不受限 SISO 频谱效率函数来确定：

$$S_{unconst}(k) = \frac{1}{N_T} \cdot \sum_{\ell=1}^{N_r} \log_2[1 + \text{SNR}_{\ell}(k)], \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (3)}$$

其中 $\text{SNR}_{\ell}(k)$ 是最大容量实现系统的空间信道 ℓ 的子带 k 的事后检测 SNR。所述事后检测 SNR 是在接收机空间处理以去除来自其他符号流的干扰后为检测符号流实现的 SNR。例如，可以通过使用采用最小均方误差（MMSE）检测器的串行干扰消除（SIC）技术的接收机来获得等式（3）中的事后检测 SNR，如下所述。等式（2）和（3）表明，对于最大容量实现系统，MIMO 信号的不受限频谱效率等于组成所述 MIMO 信道的 N_T 个单进单出（SISO）信道的不受限频谱效率之和。每个 SISO 信道对应于所述 MIMO 信道的空间信道。

如果单数据速率被用于所有发射天线的所有子带上的数据传输，那么这个单数据速率可被设置为如下所述的 MIMO 信道的 N_F 个子带的平均不受限频谱效率：

$$D_{unconst} = \frac{1}{N_F} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} S_{unconst}(k) \quad \text{等式 (4)}$$

将等式（3）中的不受限 SISO 频谱效率函数代入等式（4）中，所述单数据速率可被表示为：

$$D_{unconst} = \frac{1}{N_F \cdot N_T} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{\ell=1}^{N_r} \log_2[1 + \text{SNR}_{\ell}(k)] \quad \text{等式 (5)}$$

所述数据速率 $D_{unconst}$ 是基于所述平均不受限频谱效率而获得的，并且所述数据速率适合于理想 MIMO-OFDM 系统，其不受限于特定调制方案。所述实际 MIMO-OFDM 系统使用一个或多个特定调制方案来进行数据传输，并且具有小于所述不受限容量的受限频谱效率。基于等式（5）导出的数据速率 $D_{unconst}$ 是所述实际 MIMO-OFDM 系统

的最优化数据速率。可以基于受限的容量函数而不是不受限的容量函数来为实际 MIMO-OFDM 系统获得更为精确的数据速率，如下所述。

图 3 示出了用于为具有多径 MIMO 系统的实际 MIMO-OFDM 系统执行速率选择的过程 300。过程 300 可以由接收机处的速率选择器 174 或一些其他处理单元来执行。首先，确定 MIMO 信道的平均受限频谱效率 S_{avg} （块 310）。这可以按照若干方式来实现。

如果可得到受限 MIMO 频谱效率函数 $f_{mimo}(\mathbf{H}(k), M)$ ，那么可以基于这个函数来计算 MIMO 信道的每个子带的受限频谱效率（块 312），如下所述：

$$S_{mimo}(k) = \frac{1}{N_T} \cdot f_{mimo}(\mathbf{H}(k), M), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (6)}$$

随后可以计算 MIMO 信道的所有子带的平均受限频谱效率 S_{avg} （块 314），如下所述：

$$S_{avg} = \frac{1}{N_F} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} S_{mimo}(k) \quad \text{等式 (7)}$$

所述受限 MIMO 频谱效率函数 $f_{mimo}(\mathbf{H}(k), M)$ 可能是不具有闭合形式解的复杂（complex）等式或者甚至不可能得到。在这种情况下，所述 MIMO 信道可以被分解为 N_T 个 SISO 信道，并且可以基于所述个体 SISO 信道的受限频谱效率来确定所述 MIMO 信道的平均受限频谱效率 S_{avg} 。由于如上所述，所述 MIMO 信道的不受限频谱效率等于所述最大容量实现系统的 N_T 个 SISO 信道的不受限频谱效率之和，所以所述 MIMO 信道的受限频谱效率被假定为等于所述最大容量实现系统的 N_T 个 SISO 信道的不受限频谱效率之和。

为了计算 S_{avg} ，可以为所述最大容量实现系统确定每个空间信道 ℓ 的每个子带的事后检测 SNR $SNR_\ell(k)$ ，如下所述（块 322）。随后基于受限 SISO 频谱效率函数 $f_{siso}(SNR_\ell(k), M)$ 来确定每个空间信道的每个子带的受限频谱效率 $S_\ell(k)$ （块 324），如下所述：

$$S_\ell(k) = f_{siso}(SNR_\ell(k), M), \quad k = 1 \dots N_F, \ell = 1 \dots N_T \quad \text{等式 (8)}$$

所述受限 SISO 频谱效率函数 $f_{siso}(SNR_\ell(k), M)$ 可被定义为：

$$f_{\text{siso}}(\text{SNR}_\ell(k), M) = B - \frac{1}{2^B} \sum_{i=1}^{2^B} E \left[\log_2 \sum_{j=1}^{2^B} \exp(-\text{SNR}_\ell(k) \cdot (|a_i - a_j|^2 + 2 \operatorname{Re}\{\eta^*(a_i - a_j)\})) \right], \text{ 等式 (9)}$$

其中 B 是调制方案 M 的每个调制符号的比特的数目；

a_i 和 a_j 是用于调制方案 M 的 2^B 阵列星座图中的信号点；

η 是复高斯随机变量，其均值为 0，方差为 $1/\text{SNR}_\ell(k)$ ；和

$E[\cdot]$ 是针对等式 (9) 中的 η 采取的期望运算。

调制方案 M 与包含 2^B 个信号点的 2^B 阵列星座图（例如， 2^B 阵列 QAM）相关联。所述星座图中的每个信号点被标签为不同的 B-比特值。

等式 (9) 中示出的受限 SISO 频谱效率函数不具有闭合形式解。可以针对每个调制方案的不同 SNR 值来数值地求解这个函数，并且所述结果可以被存储在查找表中。此后，可以通过利用调制方案 M 和事后检测 SNR $\text{SNR}_\ell(k)$ 来访问所述查找表来估计所述受限 SISO 频谱效率函数。

随后，计算所有空间信道的所有子带的平均受限频谱效率 S_{avg} （块 326），如下所述：

$$S_{\text{avg}} = \frac{1}{N_F \cdot N_T} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{\ell=1}^{N_T} S_\ell(k) \quad \text{等式 (10)}$$

可以按照各种方式为具有多径 MIMO 信道的实际 MIMO-OFDM 系统计算平均受限频谱效率 S_{avg} 。在上面描述了两种例示性的方法。也可以使用其他方法。

具有 AWGN 信道的等价系统将需要为 $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ 的 SNR 来实现采用调制方案 M 的受限频谱效率 S_{avg} 。所述等价 SNR 可以基于反受限 SISO 频谱效率函数 $f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{avg}}, M)$ 来确定（块 330）。所述受限 SISO 频谱效率函数 $f_{\text{siso}}(x)$ 采用两个输入， $\text{SNR}_\ell(k)$ 和 M，并且将其映射为受限频谱效率 $S_\ell(k)$ 。这里， x 表示所述函数的相关变量的集合。所述反受限 SISO 频谱效率函数 $f_{\text{siso}}^{-1}(x)$ 采用两个输入， S_{avg} 和 M，并且将其映射为 SNR 值，如下所述：

$$\text{SNR}_{\text{equiv}} = f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{avg}}, M) \quad \text{等式 (11)}$$

可以为每个支持的调制方案一次性确定所述反函数 $f_{siso}^{-1}(S_{avg}, M)$ ，并且将其存储在查找表中。

随后基于所述等价系统的等价 SNR 来确定用于在具有 AWGN 信道的实际 MIMO-OFDM 系统中进行的数据传输的最高速率(块 332)。实际 MIMO-OFDM 系统可支持一组 P 个速率， $\mathbf{R} = \{R(m), m = 1, 2, \dots, P\}$ ，其中 m 是速率索引。仅仅集合 R 中的 P 个速率可用于数据传输。集合 R 中的每个速率 $R(m)$ 可以与一个特定调制方案 $M(m)$ 、特定的码速率或编码方案 $C(m)$ 、特定数据速率 $D(m)$ 和特定所需 SNR $SNR_{req}(m)$ 相关联，如下所述：

$$R(m) \leftrightarrow [M(m), C(m), D(m), SNR_{req}(m)], \quad m = 1 \dots P \quad \text{等式 (12)}$$

对于每个速率 $R(m)$ ，可以利用调制方案 $M(m)$ 和码速率 $C(m)$ 来确定数据速率 $D(m)$ 。例如，与调制方案 QPSK（其中每个调制符号两个比特）和码速率 1/2 相关联的速率将为每个调制符号 1.0 个信息比特的数据速率。等式 (12) 声明了可以发射使用调制方案 $M(m)$ 和码速率 $C(m)$ 的数据速率 $D(m)$ ，并且所述数据速率 $D(m)$ 还需要为 $SNR_{req}(m)$ 或更好的 SNR 来实现为 P_e 的 PER。所需 SNR 解释实际系统中的系统损失，并且通过计算机仿真、实验性测量等来确定。所述支持速率的集合和其所需 SNR 被存储在查找表中。所述等价 SNR SNR_{equiv} 可以被提供给所述查找表，其随后返回与由 SNR_{equiv} 支持的最高速率相关联的速率 $R = R(m_s)$ 。所述选择速率 R 使得满足下述条件：（1）调制方案 M 用于数据传输，或者 $M(m_s) = M$ ；（2）所需 SNR 小于或等于所述等价 SNR，或者 $SNR_{req}(m_s) \leq SNR_{equiv}$ ；以及（3）最大数据速率 R 被选择，或者 $D_s = \max_m \{D(m)\}$ ，经历其他条件。所述选择速率 R 包括补偿因子，该补偿因子解释由于所述选择码速率 $C(m_s)$ 导致的损失，

其不能实现最大容量。这种补偿发生在上述条件（2）中。

数据速率 D_s 是可以在最大容量实现系统的每个空间信道的每个子带上发射的最大数据速率的指示。可以如下计算所有 N_T 个空间信道的总数据速率：

$$D_{total} = D_s \cdot N_T \quad \text{等式 (13)}$$

所述总数据速率以 bps/Hz 为单位给出，其被标准化到频率。所述因子 N_F 因此不被包括在等式（13）中。所述总数据速率表示对于期望的 PER P_e ，由具有多径 MIMO 信道的实际 MIMO-OFDM 系统支持的数据速率的预测。

上面描述的速率选择技术假设实际 MIMO-OFDM 系统能够实现采用调制方案 M 的最大容量。在下面描述可以实现最大容量的若干传输方式。所述选择的速率 R 可以是此种系统的正确速率，并且可以用于数据传输而不需要任何修正。

然而，在利用任何速率预测方案时，在速率预测中将不可避免地存在误差。而且，所述实际系统不能实现最大容量和/或可能具有不能为所述选择速率 R 所解释的其他损失。在这种情况下，为了确保可以实现所述期望的 PER，所述速率预测中的误差可以被估计，并且可以导出另一补偿因子。随后可以通过所述另一补偿因子来降低在块 332 中获得的速率，以获得经由所述多径 MIMO 信道进行的数据传输的最终速率。或者，可以通过所述另一补偿因子来降低所述平均受限频谱效率 S_{avg} ，并且所述降低的平均受限频谱效率可以被提供给所述查找表以获得用于数据传输的速率。在任何情况下，所述另一补偿因子降低所述系统的吞吐量。因此，期望将这个补偿因子保持为尽可能地小，同时仍然可以实现期望的 PER。一种准确的速率预测方案（比如这里描述的一种）可以最小化所施加的另一补偿量，并且因此最大化系统容量。

可以为每个时间间隔连续地执行上述速率选择，所述时间间隔可以是任意时间周期（例如，一个 OFDM 符号周期）。期望的是，使用用于数据传输的所述选择的速率来尽可能地最小化选择速率和使用

速率之间的时间量。

图 4A 例示了具有所述多径 MIMO 信道的 MIMO-OFDM 系统中的 N_T 个空间信道的受限频谱效率。对于每个空间信道，可基于事后检测 SNR、调制方案 M 以及受限 SISO 频谱效率函数 $f_{\text{SISO}}(\text{SNR}_t(k), M)$ 来导出 N_F 个子带的受限频谱效率的导频 410，如等式 (8) 和 (9) 中所示。如图 4A 所示，由于 N_T 个空间信道的衰落不同，所以这些空间信道的导频 410a 到 410t 也不同。

图 4B 例示了具有 AWGN 信道的等价系统的受限频谱效率。通过连接图 4A 中的 N_T 个空间信道的导频 410a 到 410t 而形成导频 420。导频 422 示出了所述等价系统的受限频谱效率，其是导频 410a 到 410t 的受限频谱效率的平均值。

上述的速率选择包括码损失的补偿因子，但是另外假设所述 MIMO-OFDM 系统可以实现最大容量。在下面描述能够实现最大容量的两种例示性的传输方案。

在第一种传输方案中，发射机在所述 MIMO 信道的“特征模式”上发射数据。所述特征模式可被视为通过分解所述 MIMO 信道获得正交空间信道。可以使用特征值分解来分解每个子带的信道响应矩阵 $\mathbf{H}(k)$ ，如下所述：

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}^H(k) \cdot \mathbf{H}(k) = \mathbf{E}(k) \cdot \mathbf{\Lambda}(k) \cdot \mathbf{E}^H(k), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (14)}$$

其中 $\mathbf{R}(k)$ 是 $\mathbf{H}(k)$ 的 $N_T \times N_T$ 的相关矩阵；

$\mathbf{E}(k)$ 是其列为 $\mathbf{R}(k)$ 的特征向量的 $N_T \times N_T$ 的单位矩阵；

$\mathbf{\Lambda}(k)$ 是 $\mathbf{R}(k)$ 的特征值的 $N_T \times N_T$ 的对角矩阵。

单位矩阵 $\mathbf{U}$ 的特征在于特性 $\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} = \mathbf{I}$ 。单位矩阵的所述列彼此正交。

发射机如下执行空间处理：

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{E}(k) \cdot \mathbf{s}(k), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (15)}$$

其中 $\mathbf{s}(k)$ 是具有将要在子带 k 的 N_T 个特征模式上发送的 N_T 个数据符号的 $N_T \times 1$ 向量；

$\mathbf{x}(k)$ 是具有在子带 k 上将从 N_T 个发射天线发射的 N_T 个发射符号的 $N_T \times 1$ 向量。

在接收机上的接收符号可被表示为：

$$\mathbf{r}_{em}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (16)}$$

其中 $\mathbf{r}_{em}(k)$ 是具有在子带 k 上经由 N_R 个接收天线获得的 N_R 个接收符号的 $N_r \times 1$ 向量；和

$\mathbf{n}$ 是子带 k 的噪声和干扰的 $N_r \times 1$ 向量。

所述噪声向量 $\mathbf{n}(k)$ 被假定为具有零均值和协方差矩阵

$$\Delta_n(k) = N_0 \cdot \mathbf{I}, \quad \text{其中 } N_0 \text{ 是噪声方差。}$$

所述接收机如下执行接收机空间处理/检测：

$$\hat{\mathbf{s}}_{em}(k) = \Delta^{-1}(k) \cdot \mathbf{E}^H(k) \cdot \mathbf{H}^H(k) \cdot \mathbf{r}_{em}(k) = \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_{em}(k), \quad k = 1 \dots N_F, \quad \text{等式 (17)}$$

其中 $\hat{\mathbf{s}}_{em}(k)$ 是具有子带 k 的 N_T 个检测符号的 $N_r \times 1$ 向量，其是 $\mathbf{s}(k)$ 中的 N_T 个数据符号的估计；和

$\mathbf{n}_{em}(k) = \Delta^{-1}(k) \cdot \mathbf{E}^H(k) \cdot \mathbf{H}^H(k) \cdot \mathbf{n}(k)$ 是在接收机上的空间处理之后的事后检测干扰和噪声。

每个特征模式是数据符号向量 $\mathbf{s}(k)$ 的一个元素和检测符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_{em}(k)$ 的相应元素之间的有效信道。

每个特征模式的每个子带的 SNR 可以被表示为：

$$SNR_{em,\ell}(k) = \frac{P_\ell(k) \cdot \lambda_\ell(k)}{N_0}, \quad k = 1 \dots N_F, \ell = 1 \dots N_T \quad \text{等式 (18)}$$

其中 $P_\ell(k)$ 是用于子带 k 的特征模式 ℓ 的发射功率；

$\lambda_\ell(k)$ 是子带 k 的特征模式的特征值，其是 $\Delta(k)$ 的第 ℓ 个对角元素；

和

$SNR_{em,\ell}(k)$ 是子带 k 的特征模式 ℓ 的事后检测 SNR。

在第二传输方案中，发射机编码和调制数据以获得数据符号，将所述数据符号解复用为 N_T 个数据符号流，并且将所述 N_T 个数据符号流同时从 N_T 个发射天线发射。接收机处的接收符号可以被表示为：

$$\mathbf{r}_{ant}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (19)}$$

所述接收机对每个子带的 N_R 个接收符号执行接收机空间处理/检测，以恢复在该子带上发射的 N_T 个数据符号。所述接收机空间处理/检测可以利用最小均方误差（MMSE）检测器、最大比率合并（MRC）检测器、线性迫零（ZF）检测器、MMSE 线性均衡器

(MMSE-LE)、决策反馈均衡器 (DFE) 或一些其他检测器/均衡器来执行。

所述接收机还可以使用串行干扰消除 (SIC) 来对 N_R 个接收符号流进行处理, 以恢复所述 N_T 个符号流。可以在发射机独立地处理所述 N_T 个数据符号流时使用所述 SIC 技术, 使得接收机可以单独地恢复每个数据符号流。接收机在 N_T 个连续级中恢复所述 N_T 个数据符号流, 每个级中一个数据符号流。

对于第一级, 接收机首先对 N_R 个接收符号流执行接收机空间处理/检测 (例如使用 MMSE、MRC 或迫零检测器), 并且获得一个检测符号流。接收机进一步对所述检测符号流进行解调、解交织和解码, 以获得解码后的数据流。接收机随后估计这个解码后的数据流对仍未恢复的其他 $N_T - 1$ 个数据符号流的干扰, 从所述 N_R 个接收符号流中消除所述估计的干扰, 并且获得下一级的 N_R 个修正后的符号流。接收机随后对所述 N_R 个修正后的符号流执行同样的处理, 以恢复另一数据符号流。为了简化, 下述说明假设按照连续的顺序来恢复所述 N_T 个数据符号流, 即, 在第 ℓ 级恢复从发射天线 ℓ 发送的数据符号流 $\{s_\ell(k)\}$, $\ell = 1 \dots N_T$ 。

对于采用 MMSE 接收机的 SIC, 如下为级 ℓ 的每个子带导出 MMSE 检测器, $\ell = 1 \dots N_T$:

$$\underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}(k) = (\underline{\mathbf{H}}_\ell(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}_\ell^H(k) + N_0 \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_\ell(k), \quad k = 1 \dots N_F \quad \text{等式 (20)}$$

其中 $\underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}(k)$ 是级 ℓ 中的子带 k 的 MMSE 检测器的 $N_R \times (N_T - \ell + 1)$ 矩阵; 和

$\underline{\mathbf{H}}_\ell(k)$ 是级 ℓ 中的子带 k 的 $N_R \times (N_T - \ell + 1)$ 减小的信道响应矩阵。

所述减小的信道响应矩阵 $\underline{\mathbf{H}}_\ell(k)$ 是通过移除原始矩阵 $\underline{\mathbf{H}}(k)$ 中与已经在 $\ell - 1$ 个先前级中恢复的 $\ell - 1$ 个数据符号流对应的 $\ell - 1$ 列而获得的。

接收机对级 ℓ 中的每个子带执行检测, 如下:

$$\hat{s}_{mmse,\ell}(k) = \underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{r}}_\ell(k) = s_\ell(k) + \underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{n}}_\ell(k) \quad \text{等式 (21)}$$

其中 $\underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}(k)$ 是与发射天线 ℓ 对应的 $\underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}(k)$ 的一列;

$\hat{s}_{mmse,\ell}(k)$ 是级 ℓ 中的子带 k 的 MMSE 检测符号;

$\underline{\mathbf{w}}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{n}}_\ell(k)$ 是检测符号 $\hat{s}_{mmse,\ell}(k)$ 的事后检测噪声。

每个发射天线的每个子带的 SNR 可被表示为：

$$SNR_{mmse,\ell}(k) = \frac{P_{\ell}(k)}{N_0 \cdot \|\mathbf{w}_{mmse,\ell}(k)\|^2} \quad \text{等式 (22)}$$

其中 $N_0 \cdot \|\mathbf{w}_{mmse,\ell}(k)\|^2$ 是事后检测噪声的方差；和

$SNR_{mmse,\ell}(k)$ 是发射天线 ℓ 的子带 k 的事后检测 SNR。

因为等式 (22) 中的 $\mathbf{w}_{mmse,\ell}(k)$ 的范数随着每个级而降低，所以稍后级的事后检测 SNR 得到改善。

在共同转让的 2001 年 11 月 6 日提交的、题目为“Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System”的美国专利申请 No. 09/993,087 中对所述 SIC 技术进一步进行了详细描述。

对于第二种传输方案，接收机也可以使用迭代检测和解码 (IDD) 方案来恢复所述 N_T 个数据符号流。对于 IDD 方案，无论是否获得数据分组的接收符号的块，接收机迭代地对所述块中的接收符号执行多次 (N_{dec}) 次检测和解码，以获得解码后的分组。检测器对接收符号块执行检测，并且提供检测符号块。解码器对检测符号块执行解码，并且向解码器提供先验信息，该先验信息在后续迭代中由检测器使用。基于最后一次迭代的解码器输出来产生解码后的分组。

可以表明的是，采用使用 MMSE 接收机的 SIC 或 IDD 接收机的第一传输方案和第二传输方案是最优化的，并且可以实现 MIMO-OFDM 系统的最大容量或接近最大容量。针对接收符号采用最大似然检测器的第二传输方案也可以提供最优的或接近最优的性能。其他最大容量实现传输方案也可以用于 MIMO-OFDM 系统。一种这样的最大容量实现传输方案是由 T.L. Marzetta 等在 2002 年 4 月，IEEE 信息理论论文集、Vol. 48, No.4 上发表的题目为“Structured Unitary Space-Time Autocoding Constellations”的论文中描述的自动编码方案。

图 5 示出了发射机 110 的方框图。在 TX 数据处理器 120 中，编码器 520 接收数据流 $\{d\}$ ，并且根据所述选择的速率 R 的编码方案 C 来对该数据流进行编码，并且提供码比特。所述编码增加了数据传输

的可靠性。所述编码方案可以包括传统码、Turbo 码、分组码、CRC 码或其组合。信道交织器 522 基于一个交织方案来对来自编码器 520 的码比特进行交织（即，重排序）。所述交织为所述码比特提供了时间和/或频率分集。符号映射单元 524 根据所述选择的速率 R 的调制方案 M 来调制（即，符号映射）来自信道交织器 522 的交织后的数据，并且提供数据符号。所述调制可以通过（1）将 B 个交织后的比特的集合分组来形成 B -比特二进制值，其中 $B \geq 1$ ，和（2）将每个 B -比特二进制值映射为所述调制方案的信号星座图中的特定信号点来实现。符号映射单元 524 提供数据符号流 $\{s\}$ 。

发射机 110 基于为每个数据分组选择的速率 R 来分别编码和调制每个数据分组，以获得相应的数据符号块。发射机 110 可以在一个时刻在可用于数据传输的所有空间信道的所有子带上发射一个数据符号块。每个数据符号块可以在一个或多个 OFDM 符号周期中发射。发射机 110 还可以在可用的子带和空间信道上同时发射多个符号块。如果如上所述为每个时间间隔选择一个速率，那么在同一时间间隔中发射的所有数据符号块使用同一选择的速率。

对于图 5 中示出的实施例，TX 空间处理器 130 实施上述第二传输方案。在 TX 空间处理器 130 中，复用器/解复用器（Mux/Demux）530 接收数据符号流 $\{s\}$ ，并将其解复用为 N_T 个发射天线的 N_T 个流。Mux/demux 530 还复用进导频符号（例如，在时分复用（TDM）方式中），并且为 N_T 个发射天线提供 N_T 个发射符号流 $\{x_1\}$ 到 $\{x_{N_T}\}$ 。每个发射符号可以是数据符号、导频符号、或对于未用于数据或导频传输的子带的为零的信号值。

发射机单元 132 包括用于 N_T 个发射天线的 N_T 个 OFDM 调制器 532a 到 532t 以及 N_T 个 TX RF 单元 534a 到 534t。每个 OFDM 调制器 532 通过（1）分组每个 N_F 个子带的 N_F 个发射符号的集合并且使用 N_F -点 IFFT 进行变换以获得包含 N_F 个码片的相应变换后的符号，以及（2）重复每个变换后的符号的一部分（或者 N_{cp} 个码片）来获得包含 $N_F + N_{cp}$ 个码片的相应 OFDM 符号，来对各个发射符号流执行 OFDM 调制。所述重复的部分被称为循环前缀，其确保在多径信道中

存在扩展延迟时 OFDM 符号保持其原始特性。每个 OFDM 调制器 532 提供 OFDM 符号流, 其被相关的 TX RX 单元 534 进一步调整(例如, 变换为模拟、频率上变频、滤波和放大)以产生调制信号。来自 TX RF 单元 534a 到 534t 的 N_T 个调制信号分别从 N_T 个天线 540a 到 540t 发射出去。

图 6 示出了接收机 150 的方框图。 N_R 个接收天线 652a 到 652r 接收由发射机 110 发射的调制信号, 并且向接收机单元 154 提供 N_R 个接收信号。接收机单元 154 包括用于 N_R 个接收天线的 N_R 个 RX RF 单元 654a 到 654r 以及 N_R 个 OFDM 解调器 656a 到 656r。每个 RX RF 单元调整和数字化各个接收信号, 并且提供采样流。每个 OFDM 解调器 656 通过 (1) 移除每个接收的 OFDM 符号中的循环前缀以获得接收的变换后的符号, 以及 (2) 利用 N_F -点 FFT 将每个接收的变换后的符号变换到频域以获得 N_F 个子带的 N_F 个接收符号, 来对各个采样流执行 OFDM 解调。每个 OFDM 解调器 656 向 RX 空间处理器 160 提供接收数据符号, 以及向信道估计器 172 提供接收导频符号。

图 6 还示出了 RX 空间处理器 160a 和 RX 数据处理器 170a, 其分别是接收机 150 上的 RX 空间处理器 160 和 RX 数据处理器 170 的一个实施例。在 RX 空间处理器 160a 中, 检测器 660 对 N_R 个接收符号流执行空间处理/检测以获得 N_T 个检测符号流。每个检测符号是由发射机发射的数据符号的估计。检测器 660 可以实现 MMSE 检测器、MRC 检测器或迫零检测器。基于每个子带的匹配滤波器矩阵(或检测器响应) $\underline{\mathbf{W}}(k)$ 来为每个子带执行检测, 该矩阵 $\underline{\mathbf{W}}(k)$ 是基于该子带的信道响应矩阵 $\underline{\mathbf{H}}(k)$ 的估计导出的。例如, MMSE 检测器的匹配滤波器矩阵可被导出为: $\underline{\mathbf{W}}_{mmse}(k) = (\underline{\mathbf{H}}(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H(k) + N_0 \cdot \underline{\mathbf{I}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}(k)$ 。复用器 662 复用所述检测符号, 并且向 RX 数据处理器 170a 提供检测符号流 $\{\hat{s}\}$ 。

在 RX 数据处理器 170a 内, 符号解映射单元 670 依照用于所述选择的速率 R 的调制方案 M 来解调所述检测符号, 并且提供解调数据。信道解交织器 672 按照与在发射机处执行的所述交织互补的方式对所述解调数据进行解交织, 并且提供解交织后的数据。解码器 674

按照与在发射机处执行的编码互补的方式对所述解交织后的数据进行解码，并且提供解码后的数据流 $\{\hat{d}\}$ 。例如，如果 Turbo 或传统编码分别在发射机处执行，那么解码器 674 可以实施 Turbo 解码器或维特比 (Viterbi) 解码器。解码器 674 还提供每个解码后的分组的状态，其表明所述分组是被正确地解码还是存在错误。

图 7 示出了 RX 空间处理器 160b 和 RX 数据处理器 170b，其实现 IDD 方案且分别是在接收机 150 处的 RX 空间处理器 160 和 RX 数据处理器 170 的另一实施例。检测器 760 和解码器 780 对每个数据分组的接收符号执行迭代检测和解码，以获得解码后的分组。IDD 方案采用信道码的纠错能力来提供改进的性能。这是通过在检测器 760 和解码器 780 之间迭代地传递先验信息以用于迭代来实现的，其中 $N_{dec} > 1$ 。所述先验信息表明每个发射的数据比特为 0 或 1 的可能性。

在 RX 空间处理器 160b 中，缓冲器 758 接收和存储每个数据分组的来自 N_R 个接收天线的 N_R 个接收符号序列。对数据分组的接收符号的每个块执行迭代检测和解码过程。检测器 760 对每个块的 N_R 个接收符号序列执行空间处理，并且为所述块提供 N_T 个检测符号序列。检测器 760 可以实施 MMSE 检测器、MRC 检测器或迫零检测器。复用器 762 复用所述 N_T 个序列中的检测符号，并且提供检测符号块。

在 RX 数据处理器 170b 中，对数似然比 (LLR) 计算单元 770 从 RX 空间处理器 160b 接收检测符号，并且计算每个检测符号的 B 个码比特的 LLR。这些 LLR 表示由检测器 760 提供给解码器 780 的先验信息。信道解交织器 772 对来自 LLR 计算单元 770 的 LLR 的每个块进行解交织，并且为所述块提供解交织后的 $LLR\{x''\}$ 。解码器 780 解码所述解交织后的 LLR，并且提供解码器 $LLR\{x'''+1\}$ ，其表示由解码器 780 提供给检测器 760 的先验信息。解码器 LLR 由信道交织器 782 进行交织，并且被提供给检测器 760。

随后为另一迭代重复检测和解码过程。检测器 760 基于所述接收符号和解码器 LLR 来导出新的检测符号。所述新的检测符号由解码器 780 再次进行解码。将检测和解码过程迭代 N_{dec} 次。在迭代检测和解码过程期间，随着每次检测/解码迭代，检测符号的可靠性得到改

善。在已经完成所有 N_{dec} 次检测/解码迭代后，解码器 780 计算最后的数据比特 LLR，并且限幅 (slice) 这些 LLR 来获得解码后的分组。

在共同转让的 2003 年 9 月 25 日提交的、题目为 “Hierarchical Coding With Multiple Antennas in a Wireless Communication System” 的美国专利申请 No. 60/506,466 中对所述 IDD 方案进一步进行了详细描述。

这里描述的速率选择和传输技术可以通过不同的方式来实现。例如，这些技术可以以硬件、软件或其组合的形式来实现。对于硬件实现而言，用于执行速率选择和数据传输的处理单元可以用一个或者多个专用集成电路 (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、被设计来执行这里所描述的功能的其他电子单元或其组合来实现。在接收机处用于匹配滤波和其他相关功能的处理也可以利用一个或多个 ASIC、DSP 等等来实现。

对于一个软件实现而言，所述速率选择和数据传输技术可以利用执行这里所描述的功能的模块 (例如，过程、函数等等) 来实现。所述软件代码可以被存储在存储单元中 (例如，图 1 中的存储单元 182 和 142)，并由一个处理器 (例如，控制器 180 和 140) 来执行。存储单元可以在处理器的内部实现或者在处理器的外部实现，在存储单元在处理器的外部实现的情况下，它可以通过本领域熟知的各种方式可通信地耦合到处理器上。

所述公开的实施例的上述描述被提供来使得本领域的技术人员能够实现或者使用本发明。对于本领域的技术人员来说，这些实施例的各种修改是显而易见的，并且这里定义的总体原理也可以在不脱离本发明的范围和主旨的基础上应用于其他实施例。因此，本发明并不限于这里示出的实施例，而是与符合这里公开的原理和新颖特征的最广范围相一致。

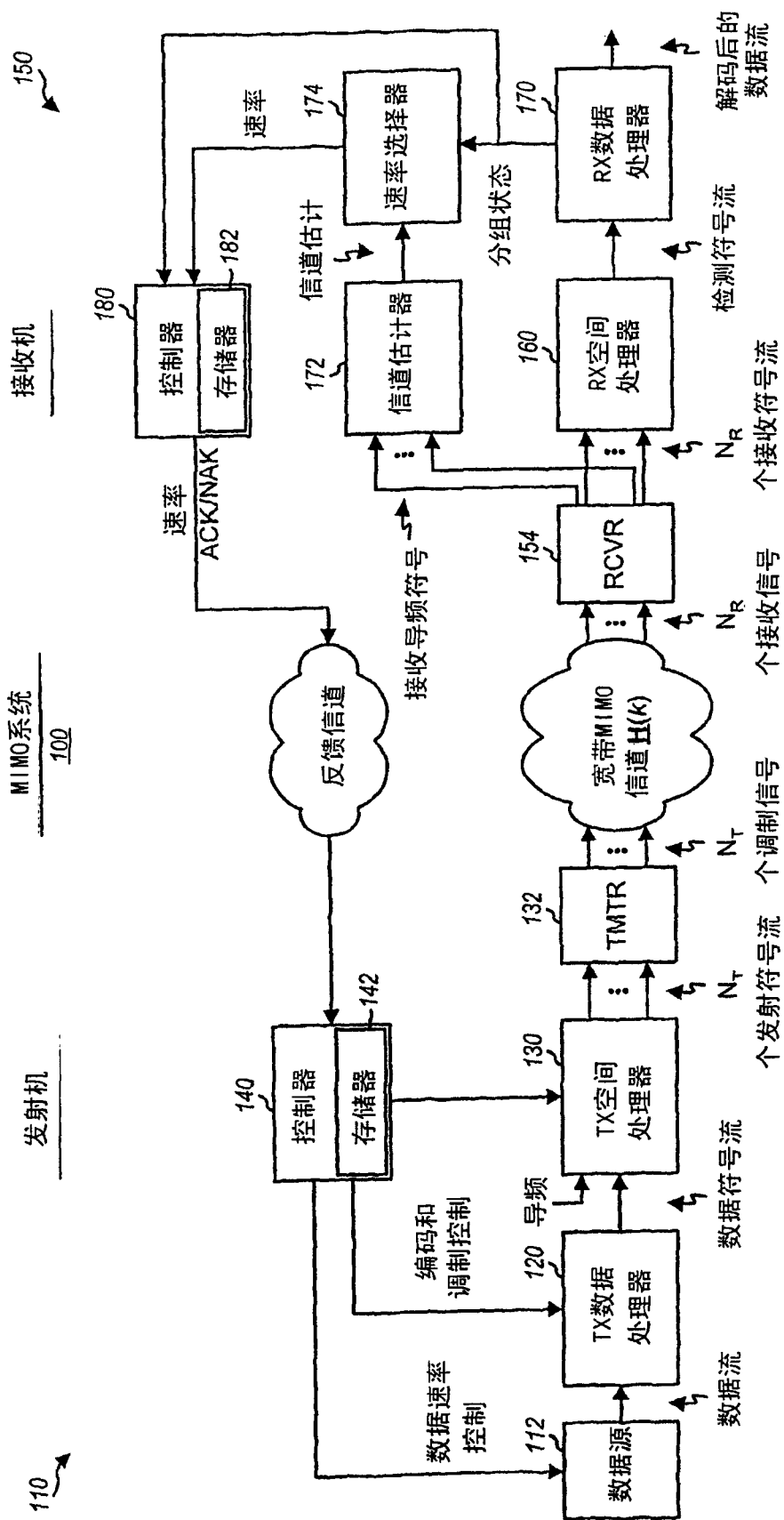


图1

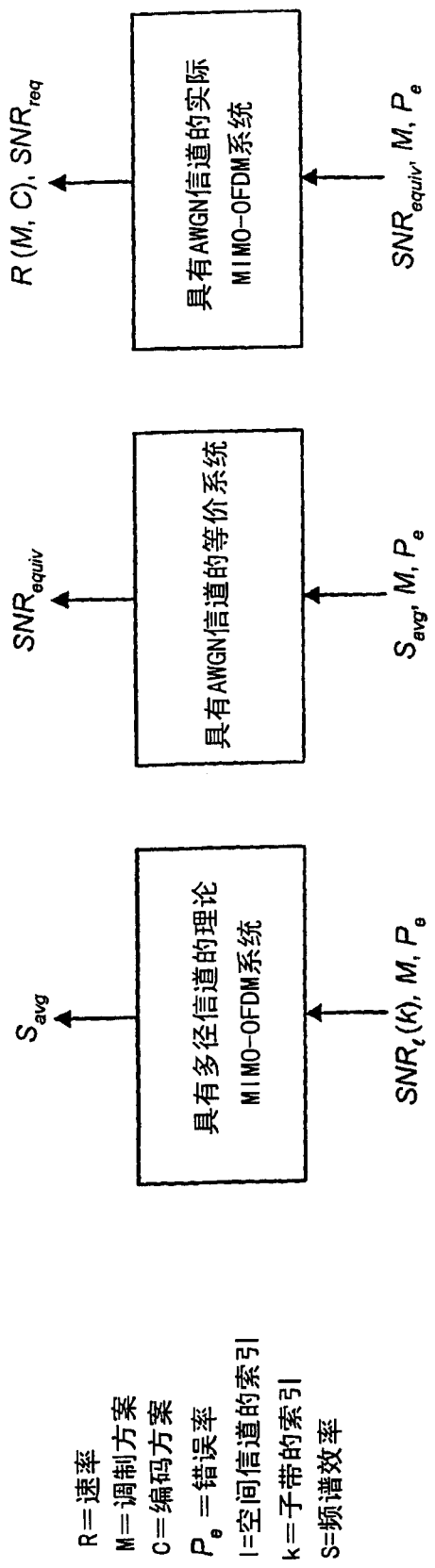


图2

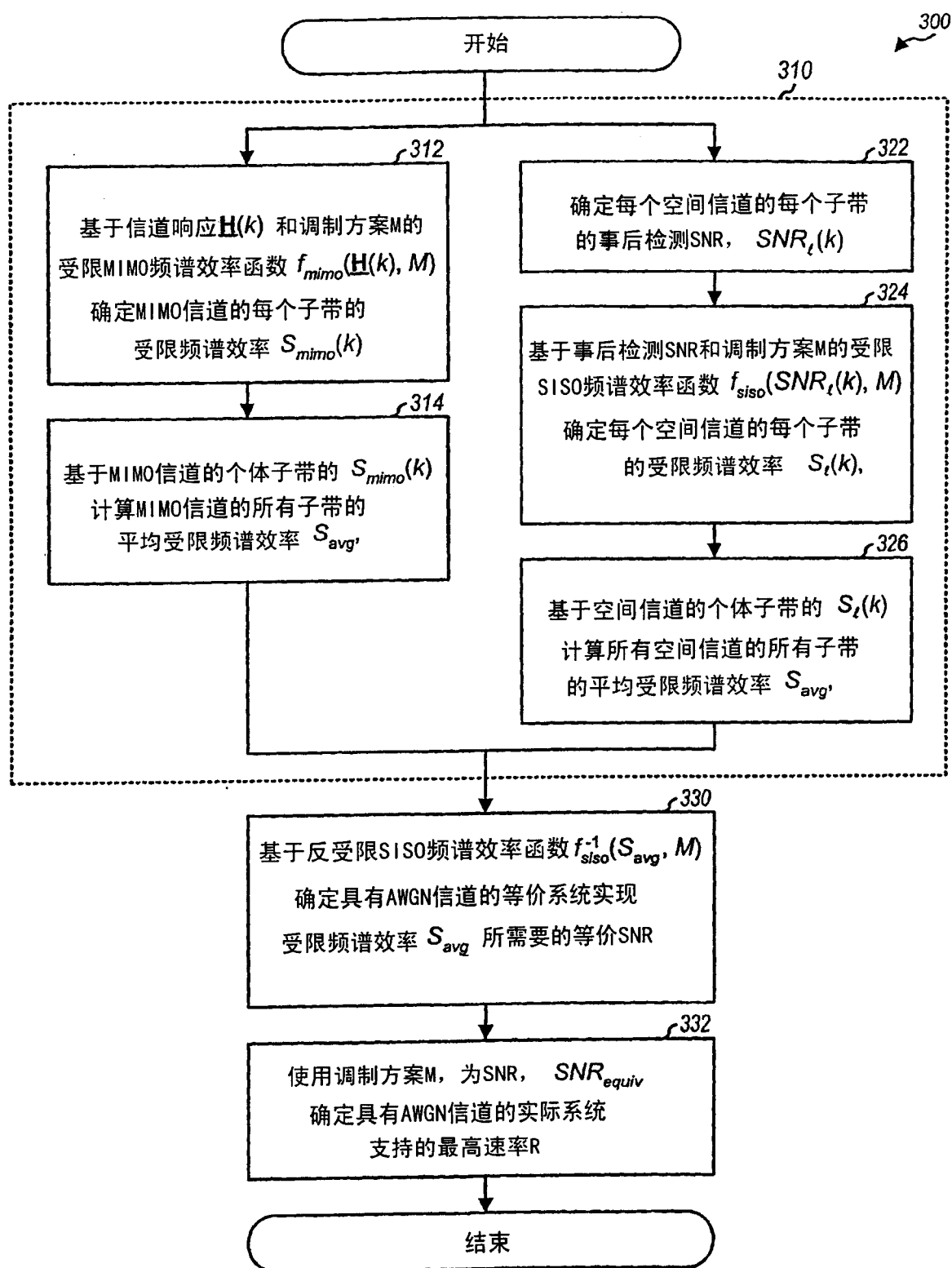


图3

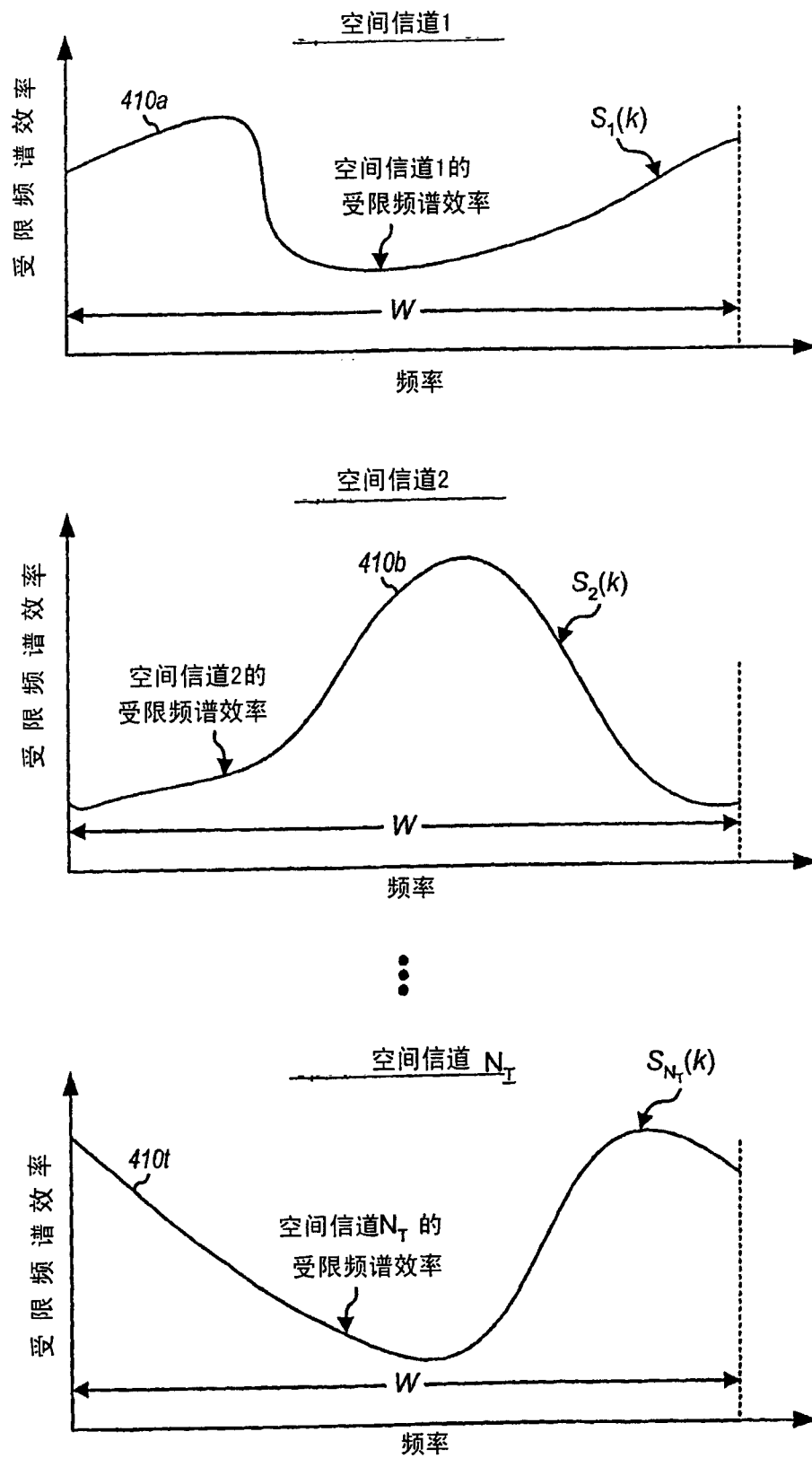
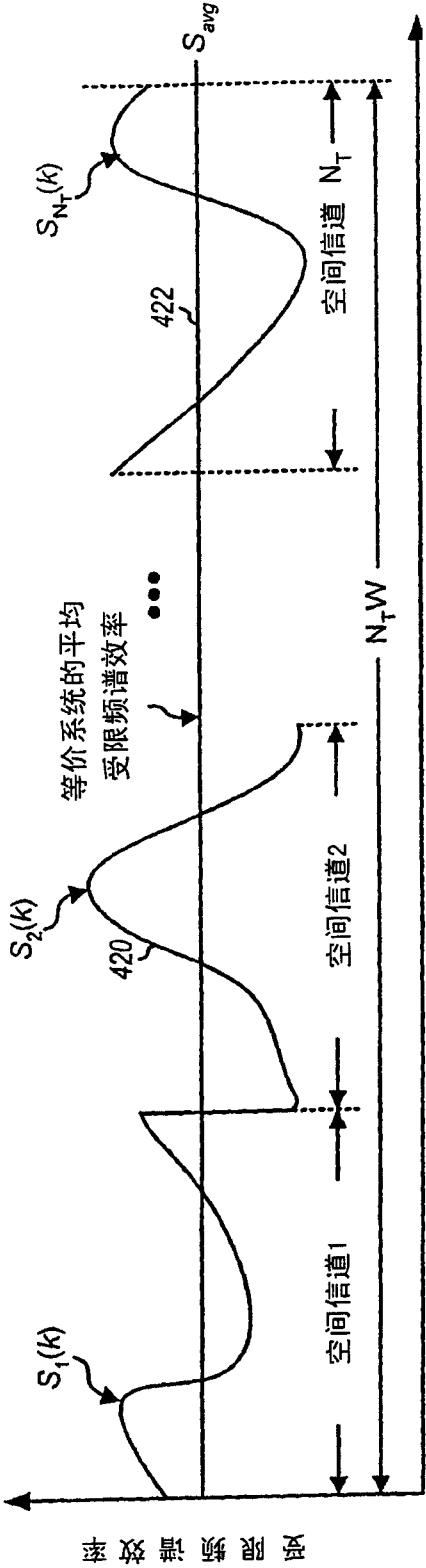


图4A



频率

图4B

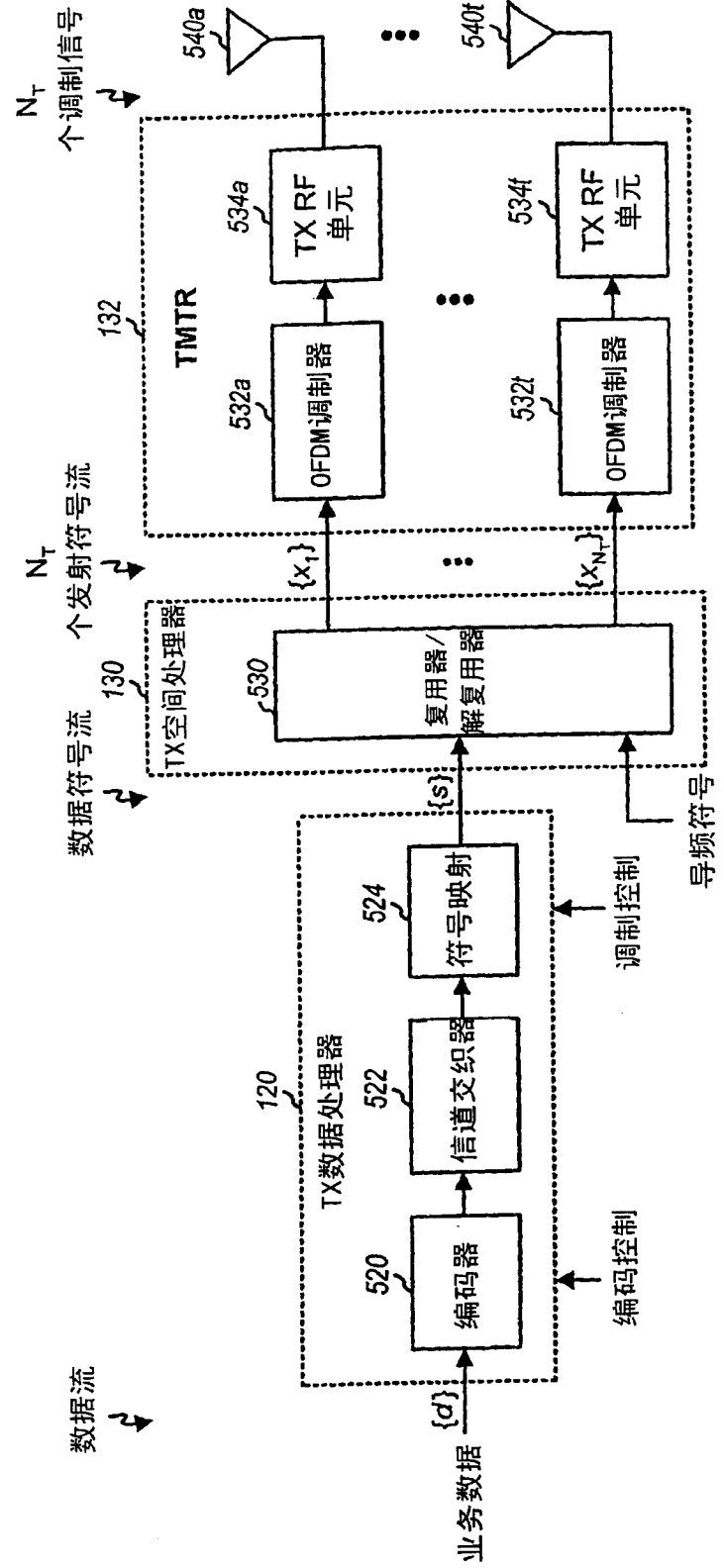


图5

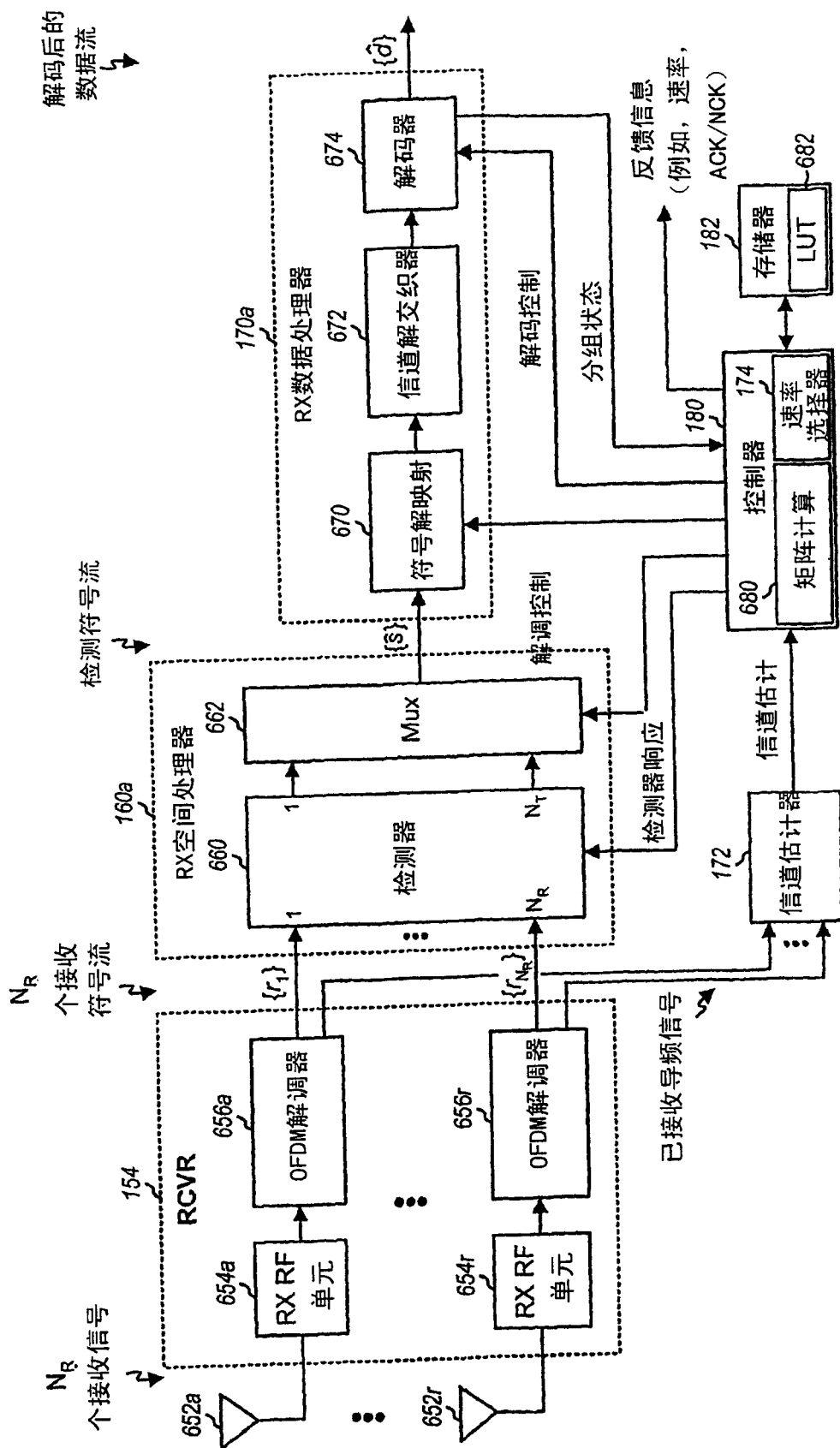


图6

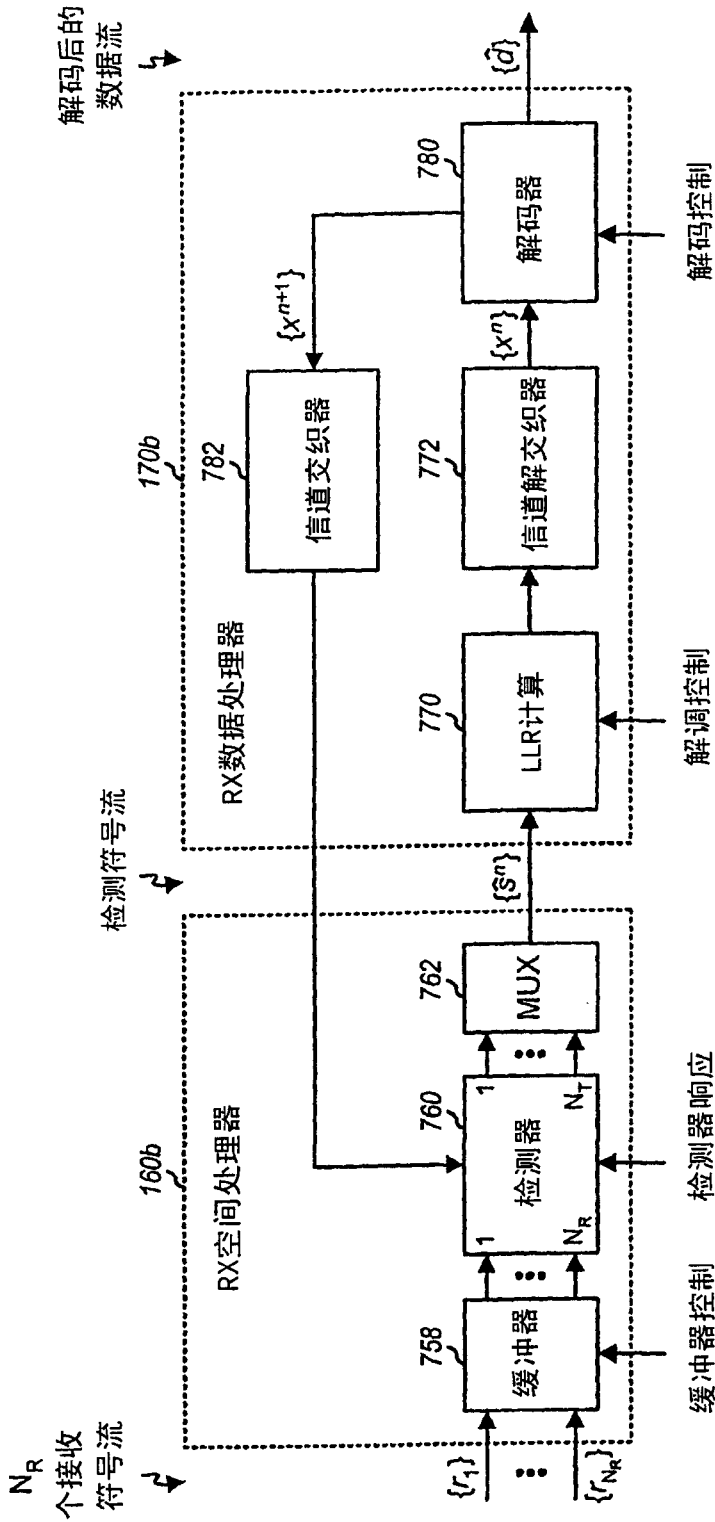


图7