



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02814932.7

[45] 授权公告日 2007 年 4 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 1309183C

[22] 申请日 2002.6.13 [21] 申请号 02814932.7

[30] 优先权

[32] 2001.6.14 [33] US [31] 09/881,610

[86] 国际申请 PCT/US2002/018961 2002.6.13

[87] 国际公布 WO2002/103926 英 2002.12.27

[85] 进入国家阶段日期 2004.1.29

[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 J·W·凯淳 J·R·沃尔顿

[56] 参考文献

US6005893 A 1999.12.21

CN86103406 A 1986.11.26

EP1024607 A2 2000.8.2

审查员 曹雅春

[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

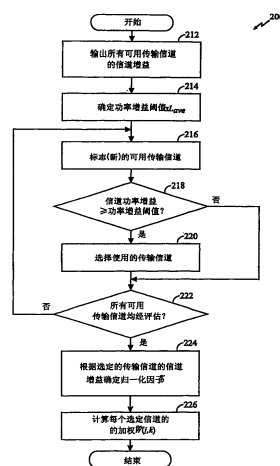
权利要求书 6 页 说明书 34 页 附图 10 页

[54] 发明名称

多信道通信系统内使用选择性信道逆处理传输数据的方法和装置

[57] 摘要

一种在多个传输信道上处理传输数据的技术。可用的传输信道被分为一个或多个组，且每个组内的信道被选用于数据传输。每个组的数据根据特定的编码和调制方案经编码和调制以提供调制码元，且每个选定信道的调制码元根据分配的加权经加权。加权“求逆”该选定信道，使得它们获得类似的接收到的 SNRs。使用选择性信道逆，只有每个组内 SNRs 处于或在特定阈值之上的“好”信道被选用，“坏”信道不被使用，且组的总可用发射功率在组内的好信道上分配。通过只使用每个组内的好信道并将每个选定的信道的接收到 SNR 与要求的 SNR 匹配而获得改善的性能。



1. 一种在多信道通信系统中处理在多个传输信道上传输的数据的方法，其特征在于包括：

确定可用于数据传输的多个传输信道的特征；

将多个传输信道分为一个或多个传输信道组；以及

对每个传输信道组，

根据信道状态信息和以优化吞吐量而选择的阈值选择组内的一个或多个可用传输信道，

根据匹配的编码和调制方案对组内的所有选定的传输信道进行数据的编码和调制以提供调制码元，以及

根据指示该选定传输信道的发射功率电平的对应的加权而对组内的每个选定的传输信道的调制码元加权，该加权根据选定的传输信道所确定的特性而导出。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于多信道通信系统是正交频分调制系统，且其中多个可用传输信道对应于多个频率子信道。

3. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于多信道通信系统是多输入多输出通信系统，且其中多个可用的传输信道对应于多输入多输出信道的多个空间子信道。

4. 如权利要求 3 所述的方法，其特征在于多输入多输出通信系统采用正交频分调制，且其中多个可用的传输信道对应于多个频率子信道的多个空间子信道。

5. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于每个组对应于相应的发射天线，且其中每个组内的多个传输信道对应于该对应发射天线的多个频率子信道。

6. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于每个组与用于在该组内选择使用的可用传输信道的相应阈值相关。

7. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于每个组的数据用为该组选择的相应

的编码和调制方案而被编码和调制。

8. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于导出在每个组内选定的传输信道的加权, 使得该组的总可用发射功率在组内所有选定的传输信道间分配以获得类似的接收信道质量。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 其特征在于接收信号质量用信道一噪声加干扰比来估计。

10. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于确定的可用传输信道的特性是信道增益。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于对每个组而言, 选择功率增益大于或等于特定功率增益阈值的传输信道, 且其中根据信道增益确定功率增益。

12. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于可用传输信道的确定的特征是接收到的信号一噪声加干扰比。

13. 如权利要求 12 所述的方法, 其特征在于对每个组而言, 选择其信道一噪声加干扰比大于或等于特定信道一噪声加干扰比阈值的传输信道。

14. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于每个选定传输信道的加权进一步根据传输信道所属的组的总可用发射功率而导出。

15. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于每个选定的传输信道的加权根据归一化因子而进一步导出, 该因子是根据选定的传输信道的特征而确定的。

16. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于选择每个组的阈值以提供组内选定的传输信道的高吞吐量。

17. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于选择每个组的阈值以提供组内可

用的传输信道的最高可能吞吐量。

18. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于每个组的阈值根据组内所有选定的传输信道的特定目标接收的信道—噪声加干扰比而导出。

19. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：
在选定的传输信道上发射加权的调制码元。

20. 一种在多信道通信系统内处理在多个传输信道上传输数据的方法，其特征在于包括：

确定可用于数据传输的多个传输信道的特性；

根据信道状态信息和度量选择一个或多个可用传输信道。

根据匹配的编码方案对所有选定的传输信道的数据编码以提供编码后的数据；

根据匹配的调制方案对所有选定的传输信道的编码后数据调制以提供调制码元；以及

根据指示选定的传输信道的发射功率电平的相应的加权对每个选定的传输信道的调制码元加权。

21. 如权利要求 20 所述的方法，其特征在于用于选定的传输信道的加权均相等。

22. 如权利要求 20 所述的方法，其特征在于用于选定的传输信道的加权均不相等。

23. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于用于选定的传输信道的加权是根据选定的传输信道所确定的特性而导出的。

24. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于用于选定的传输信道的加权被进一步导出，使得总可用发射功率在所有选定的传输信道上分配以获得通过选定传输信道发射的调制码元达到类似的接收质量。

25. 如权利要求 20 所述的方法, 其特征在于所述度量与吞吐量相关, 且根据选定的传输信道的可获得吞吐量而选择一个或多个传输信道。

26. 一种在多信道通信系统中在多个传输信道上发射数据的方法, 其特征在于包括:

确定可用于数据传输的多个传输信道的每个的特性;

将多个可用传输信道分成一个或多个组;

对每个组内根据信道状态信息选择的可用传输信道的数据编码和调制以提供调制码元;

根据指示选定的传输信道的发射功率电平的相应加权对组内的每个选定的传输信道的调制码元加权, 该加权根据选定的传输信道所确定的特性导出;

在选定的传输信道上发射经加权的调制码元。

27. 如权利要求 26 所述的方法, 其特征在于多信道通信系统是采用正交频分调制的多输入多输出。

28. 如权利要求 27 所述的方法, 其特征在于每个组对应相应的发射天线, 且其中每个组内的多个传输信道对应于对应的发射天线的多个频率子信道。

29. 如权利要求 26 所述的方法, 其特征在于每个组内选定的传输信道的数据是根据共同的编码方案被编码的。

30. 如权利要求 29 所述的方法, 其特征在于共同的编码方案从多个可能的编码方案中选择。

31. 如权利要求 26 所述的方法, 其特征在于每个组内的选定的传输信道的调制码元根据共同的调制方案而被导出。

32. 如权利要求 31 所述的方法, 其特征在于共同的调制方案从多个可能的调制方案中选出。

33. 如权利要求 26 所述的方法，其特征在于每个组中的选定的传输信道根据为该组选定的共同的编码和调制方案而被编码和调制。

34. 如权利要求 26 所述的方法，其特征在于还包括：

根据传输信道的确定的特性以及阈值选择每个组中的一个或多个可用的传输信道用于数据传输。

35. 如权利要求 34 所述的方法，其特征在于每个组与相应的阈值相关。

36. 一种多信道通信系统内的发射机系统，其特征在于包括：

控制器，用于接收指示可用于数据传输的多个传输信道的特性的信道状态信息，将可用传输信道分为多个组，且根据信道状态信息以及以优化吞吐量而选择的阈值在每个组内选择一个或多个可用传输信道用于数据传输；以及

发射数据处理器，它耦合到控制器，并用于根据匹配的编码和调制方案对每个组的数据进行接收、编码和调制以提供调制码元，并根据相应的加权对每个选定的传输信道的调制码元加权，其中每个加权指示对应的选定的传输信道的发射功率电平，且该加权是根据选定的传输信道的特性导出的。

37. 如权利要求 36 所述的发射机，其特征在于所述的控制器还用于根据可用传输信道的特性选择每个组的特定的编码和调制方案，并提供指示为该组选定的编码和调制方案的一个或多个控制信号。

38. 如权利要求 36 所述的发射机，其特征在于所述控制器还用于根据可用传输信道的特性确定每个组的特定阈值。

39. 如权利要求 36 所述的发射机，其特征在于还包括：

发射信道处理器，它耦合到发射数据处理器，并用于接收选定的传输信道的加权后调制码元并将其多路分解为多个流，对用于发射调制码元的每个天线一个流。

40. 如权利要求 36 所述的发射机, 其特征在于所述信道状态信息包括可用传输信道的信号—噪声加干扰比估计。

41. 如权利要求 36 所述的发射机, 其特征在于所述信道状态信息包括可用传输信道的信道增益估计。

多信道通信系统内使用选择性信道 逆处理传输数据的方法和装置

背景

领域

本发明一般涉及数据通信，且更特定地涉及一种在无线通信系统内使用选择性信道逆处理传输数据的新颖的且经改进的方法和装置。

背景

多信道通信系统一般用于提供各种类型的通信(诸如语音、数据等)增加的传输能力。该种多信道系统可能是多输入多输出(MIMO)通信系统、正交频分调制(OFDM)系统、采用 OFDM 的 MIMO 系统或一些其它类型的系统。MIMO 系统使用多个发射天线和多个接收天线使用空间分集以支持多个空间子信道，每个可以用于发射数据。OFDM 系统有效地将操作频带分为多个频率子信道(或频率仓)，其中每个与相应的子载波相关，数据可能在子载波上调制。多信道通信系统因此支持多个“传输”信道，其中每个对应 MIMO 系统内的空间子信道、OFDM 系统内的频率子信道或采用 OFDM 的 MIMO 系统中的频率子信道的空间子信道。

多信道通信系统的传输信道一般经历不同的链路条件(例如由于不同的衰落和多径效应)且可能获得不同的信号-噪声加干扰比(SNRs)。所以对特定性能水平传输信道可能支持的传输容量(即信息比特速率)在信道间可能各不相同。而且，链路条件一般随时间改变。所以传输信道支持的比特速率也随时间改变。

传输信道的不同传输容量加上这些容量的时变特性使得很难提供一种在信道上传输前能处理数据的有效编码和调制方案。而且，考虑到实际情况，编码和调制方案应能简单实现且在发射机和接收机系统内都能使用。

因此在领域内需要一种技术能有效并高效地处理在容量不同的多个传输信道上传输的数据。

概述

本发明的各方面提供了一种处理在从所有可用的传输信道中选择的多个传输信道上传输数据的技术。可用的传输信道(例如采用 OFDM 的 MIMO 系统内的空间子信道和频率子信道)被分为一个或多个组,每个组包括任何数量的传输信道。在一方面,数据处理根据为每个组选择的公共编码和调制方案包括了每个组的编码和调制数据,以根据分配给信道的加权而提供每个选择的传输信道的调制码元并对调制码元加权。加权有效地“求逆”每个组内选择的传输信道,使得这些信道获得大致类似的接收到的信号—噪声加干扰比(SNRs)。

在一实施例中,在此称为选择性信道逆(SCI),只有每个组内 SNRs(或功率增益)处于或超过某特定(SNR 或功率增益)阈值的“好”传输信道被选择用于数据传输,“坏”传输信道则不使用。使用该选择性信道逆,每个组的总可用发射功率在好的传输信道间分配(不平均地),从而获得改善的效率和性能。在另一实施例中,每个组内所有可用传输信道都被选用,对组内所有可用信道实现信道求逆。

每个传输信道组可以与以下相关(1)用于选择用于数据传输的传输信道的相应(SNR 或功率增益)阈值,(2)用于对该组的数据编码和调制的相应的编码和调制方案。对采用 OFDM 的 MIMO 系统而言,每个组可能对应相应的发射天线,且每个组内的传输信道可能是对应的发射天线的频率子信道。

信道逆技术简化了发射机系统处的编码/调制以及接收机系统处的解码/解调。而且,选择性信道逆技术还能提供改善的性能,这是由于以下组合的好处(1)只使用从组内所有可用传输信道中选出的每个组内的 N_s 个最佳传输信道以及(2)将每个选出的传输信道的接收到的 SNR 与信道所属的组使用的编码和调制方案要求的 SNR 匹配。

本发明还提供实现本发明的各个方面、实施例以及特征的方法、系统和装置,将在以下详细描述。

附图的简要描述

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,附图中相同的部分具有相同的标识,其中:

图 1 是设计用来实现本发明的各个方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统的图示;

图 2A 是根据本发明的实施例，根据选择性信道逆确定分配给每个选定的传输信道的发射功率量的处理流程图；

图 2B 是根据本发明的实施例确定用于选择数据传输的传输信道的阈值 α 的处理流程图；

图 3 是能实现本发明各个方面和实施例的 MIMO 通信系统图示；

图 4A 到 4D 是根据本发明的四个特定实施例能处理数据的四个 MIMO 发射机系统的框图；

图 5 是根据本发明的实施例能接收数据的 MIMO 接收机系统的框图；

图 6A 和 6B 是图 5 示出的 MIMO 接收机系统内信道 MIMO/数据处理器和干扰对消器的实施例相应的框图；以及

图 7 是根据本发明的另一实施例能接收数据的 MIMO 接收机系统的框图。

详细描述

本发明的各个方面、实施例以及特征可能应用于任何多信道通信系统，其中有多个传输信道可用于数据传输。该种多信道通信系统包括多输入多输出(MIMO)系统、正交频分调制(OFDM)系统、采用 OFDM 的 MIMO 系统等。多信道通信系统还可能实现码分多址(CDMA)、时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)或一些其它的多址技术。多址通信技术能支持多个终端(即用户)的进发通信。

图 1 是设计用来实现本发明的各个方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统 100 的图示。MIMO 系统 100 使用多个(N_T)个发射天线和多个(N_R)接收天线用于数据传输。MIMO 系统 100 有效地为多址通信系统形成，后者带有同时与多个终端(T) 106 通信的基站(BS) 104。在该情况下，基站 104 使用多个天线，且代表了用于上行链路传输的多输入(MI)，和用于下行链路传输的多输出(MO)。下行链路(即前向链路)指的是从基站到终端的传输，上行链路(即反向链路)是从终端到基站的传输。

MIMO 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。 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可分解成 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一维。在一个普通的 MIMO 系统实现中， N_T 个发射天线位于单个发射机系统并与之相关，且 N_R 个接收天线也类似地位于单个接收机系统内并与之相关。还可能为多址通信系统有效地形成 MIMO 系统，每个多址通信系统带有同时与多

个终端通信的一个基站。在该情况下，基站有多个天线且每个终端可能有一个或多个天线。

OFDM 系统有效地将操作频带分为一定数目(N_f)的频率子信道(即频率仓或子频带)。在每个时隙处，调制码元可能在 N_f 个频率子信道中的每一个上发射。每个时隙对应于特定的取决于频率子信道带宽的时间间隔。

多信道通信系统可能用于通过多个传输信道发射数据。对于不采用 OFDM 的 MIMO 系统而言，一般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。对采用 OFDM 的 MIMO 系统而言，每个频率子信道的每个空间子信道可能被称为传输信道。对不使用 MIMO 的 OFDM 系统而言，对每个频率子信道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。

多信道通信系统内的传输信道一般经历不同链路条件(例如由于不同的衰落或多径效应)且可能获得不同的信号—噪声加干扰比(SNRs)。结果是，传输信道的容量可能随信道各不相同。该容量可以通过对特定性能等级(例如特定比特差错率(BER)或分组差错率(PER))在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)来衡量。由于链路条件一般随时间变化，所以传输信道支持的信息比特速率也随时间变化。

为充分利用传输信道的容量，可能(一般在接收机系统处)确定描述链路条件的信道状态信息(CSI)并提供给发射机系统。发射机系统然后可能对数据处理(例如编码调制以及加权)使得每个传输信道发射的信息比特速率与信道的传输容量匹配。CSI 可能被归类为“全 CSI”或“部分 CSI”。全 CSI 包括在 $N_T \times N_R$ 的 MIMO 矩阵(即每个传输信道特性)内的每个发射—接收天线对间的传输路径的整个系统频带上充分的特性(例如幅度和相位)。部分 CSI 可能包括例如传输信道的 SNRs。

可能使用多种技术以在多个传输信道上传输前处理数据。在一种技术中，每个传输信道的数据可能根据基于信道的 CSI 而为该信道选择的特定的编码和调制方案而被编码和调制。通过对每个传输信道分开编码和调制，编码和调制可能对每个传输信道的 SNR 而被优化。在该种技术的一实施例中，使用固定的基码对数据编码，且每个传输信道的经编码比特然后经截短(即选择性地删除)以获得该信道支持的码率。在该实现中，每个传输信道的调制方案也根据信道的码率和 SNR 而经选择。该编码和调制方案在美国专利号 09/776075 内有进一步详细描述，题为“CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM”，

提交于 2001 年 2 月 1 日, 转让给本发明受让人并在此引入作为参考。对该技术, 实际的实现复杂性一般与每个传输信道带有不同的码率和调制方案相关。

根据本发明的一方面, 提供技术以 (1) 根据共同的编码和调制技术处理所有选定的传输信道的数据以提供调制码元, 以及 (2) 根据信道的 CSI 对每个选定的传输信道的调制码元加权。加权有效地“逆”选定的传输信号, 使得一般 SNRs 在接收机处对所有选定的传输信道大致类似。在一实施例中, 在此称为选择性信道逆 (SCI), 只有带有处于或在某特定 SNR (或功率增益) 阈值之上的 SNRs (或功率增益) 的“好”传输信道被选定用来进行数据传输, 且“坏”传输信道不被使用。使用选择性信道逆, 总的可用发射功率在好传输信道上分配, 从而获得改善的效率和性能。在另一实施例中, 选择使用所有可用的传输信道且对所有的传输信道实现信道逆。

在另一实施例中, 所有可用的传输信道被分为组且对每个信道组独立地应用选择性信道逆。例如, 每个发射天线的频率子信道可能被组在一起, 且对发射天线的每个独立地应用选择性信道逆。该分组使得在每组 (例如每发射天线) 基础上获得最优化。

这些信道逆技术可能有利地在发射机处有全 CSI 或部分 CSI 时使用。这些技术改善了与上述的信道特定编码和调制技术相关的复杂性同时也获得高性能。而且, 选择性信道逆技术还可能提供优于信道特定的编码和调制技术的改善的性能, 这是由于以下组合的好处 (1) 只使用可用传输信道中的 N_s 个最好的传输信道以及 (2) 使每个选定的传输信道的接收到的 SNR 与选定的编码和调制方案要求的 SNR 匹配。

对采用 OFDM 以及带有可用的全 CSI 的 MIMO 系统, 发射机系统可能器具有关于每个频率子信道的每个发射-接收天线对间的传输路径的复数值增益的知识。该信息可能用于使得 MIMO 信道正交, 使得每个本征模式 (即空间子信道) 可能用于独立的数据流。

对采用 OFDM 且带有可用的部分 CSI 的 MIMO 系统, 发射机可能只有对传输信道有限的了解。独立数据流可能在可用的发射天线上对应的传输信道上发射, 且接收机系统可能使用特定线性 (空间) 或非线性 (空间-时间) 处理技术 (即均衡) 以分离数据流。均衡提供了对应每个传输信道 (例如每个发射天线和/或每个频率子信道) 的独立数据流, 且这些数据流的每个都有相关的 SNR。

如果传输信道的 SNRs 集合在发射机系统处可用, 则该信息可能用于选择

合适的编码和调制方案并分配每个组的总可用发射功率(可能只有一个组)。在一实施例中,每个组内的可用传输信道按接收到的 SNR 减少的顺序排列,且总可用发射功率分配并用于组内 N_s 个最佳传输信道。在一实施例中,带有在特定 SNR 阈值下的接收到 SNRs 的传输信道不被选择使用。可能选择 SNR 阈值以最优化吞吐量或一些其它准则。每个组的总可用发射功率在组内的所有选择被使用的传输信道上分配,使得发射的数据流在接收机系统处有大致类似的接收到 SNRs。如果在发射机系统处有信道增益可用则可能实现类似的处理。在一实施例中,对每个组内的所有选定的传输信道使用共同的编码方案(例如具有特定码率的特定 Turbo 码)以及共同的调制方案(例如特定 PSK 或 QAM 星座图)。

传输信道逆

如果在发射机系统处可以使用单一(共同)的编码和调制方案,则单个(例如卷积或 Turbo)编码器以及码率可能用于对选择用于数据传输的所有传输信道的数据进行编码,且产生的编码比特可能使用单个(例如 PSK 或 QAM)调制方案映射到调制码元。产生的调制码元然后所有都是从可能的调制码元的同一“字母表”内得到且以同样的码和码率编码。这可以同时简化在发射机和接收机端的数据处理。

然而,多信道通信系统内的传输信道一般经历不同的链路条件且因此获得不同的 SNRs。在该情况下,如果对每个选定的传输信道使用相同量的发射功率,则发射的调制码元根据该调制码元发射的特定信道会以不同的 SNRs 被接收。结果可能是在选定的传输信道集合上有差别很大的码元差错概率以及相关的频带效率的损失。

根据本发明的一方面,功率控制机制用于设定或调整选定用于数据传输的每个传输信道的发射功率电平以获得在接收机系统处的特定 SNR。通过获得所有选择的传输信道类似的接收的 SNRs,可能对所有选择的传输信道使用单个编码和调制方案,这可以大大减少在发射机系统处的编码/调制复杂性以及接收机系统处的互补的解调/解码过程的复杂性。功率控制可以通过对选择的传输信道“求逆”并在所有选定的信道上合适地分配总可用发射功率而获得,如以下将详细描述。

如果发射功率同样的量用于采用 OFDM 的 MIMO 系统内的所有可用传输信道,则特定信道的接收功率可以表示为:

$$P'_{rx}(j,k) = \frac{P_{\alpha}}{N_T N_F} |H(j,k)|^2 \quad (1)$$

其中

$P'_{rx}(j,k)$ 是传输信道 (j,k) (即第 k 个频率子信道的第 j 个空间子信道) 的接收到的功率,

P_{α} 是发射机处可用的总发射功率,

N_T 是发射天线数,

N_F 是频率子信道数, 以及

$H(j,k)$ 是从发射机到接收机的传输信道 (j,k) 的复数值 “有效” 信道增益。

为简洁起见, 信道增益 $H(j,k)$ 包括在发射机和接收机处的处理效果。且为简洁起见, 假设空间子信道的数目等于发射天线的数目, 以及 $N_T \cdot N_F$ 代表可用传输信道的总数目。如果对每个可用传输信道发射同样量的功率, 则所有的可用传输信道的总接收到的功率 P_{rx_total} 可表示为:

$$P_{rx_total} = \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} \frac{P_{\alpha}}{N_T N_F} |H(j,k)|^2 \quad (2)$$

等式 (1) 示出每个传输信道的接收功率取决于该信道的功率增益即 $|H(j,k)|^2$ 。为在所有可用传输信道上获得相等的接收功率, 每个信道的调制码元可以在发射机处用权值 $W(j,k)$ 加权, 该权值可表示为:

$$W(j,k) = \frac{c}{|H(j,k)|} \quad (3)$$

其中 c 是选择的因子, 使得所有传输信道的接收到的功率在接收机处大致相等。如等式 (3) 示出, 每个传输信道的加权与该信道的增益成反比。传输信道 (j,k) 的加权后的发射功率可表示为:

$$P_{\alpha}(j,k) = \frac{b P_{\alpha}}{|H(j,k)|^2} \quad (4)$$

其中 b 是 “归一化” 因子, 用于在可用传输信道上分配总发射功率。该归一化因子 b 可表示为:

$$b = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^{-2}} \quad (5)$$

其中 $c^2 = b$ 。如等式 (5) 示出, 归一化因子 b 的计算是所有可用的传输信道

的功率增益倒数之和。

每个传输信道的调制码元用 $w(j,k)$ 加权有效地“求逆”传输信道。该信道逆导致每个传输信道的发射功率量与信道功率增益成反比，如等式(4)示出，然后这提供了接收机端特定的接收功率。总可用发射功率因此根据所有可用传输信道的增益有效地分配(不均匀地)到所有可用传输信道上，使得所有的传输信道有大致相等的接收到的功率，这可以表示为：

$$P_{\alpha}(j,k) = bP_{\alpha} \quad (6)$$

如果噪声方差对所有传输信道都相等，则相等的接收功率允许基于单个共同的编码和调制方案生成所有信道的调制码元，这会大大简化编码和解码过程。

如果所有的可用传输信道不管它们的信道增益如何都用于数据传输，则较差的传输信道被分配总发射功率中较多的功率。实际上，为获得所有传输信道类似的接收功率，传输信道越差，则需要给该信道分配更多的发射功率。当一个或多个传输信道情况变得很糟糕时，这些信道需要的发射功率量会剥夺好信道的功率，这可能导致整个系统吞吐量的严重下降。

根据信道增益的选择性信道逆

在一方面，信道逆被选择性地应用，且只有与总接收功率相比其接收功率处于或在某特定阈值 α 之上的传输信道被选用于数据传输。其接收功率在该阈值以下的传输信道被删除(即不使用)。对每个选择的传输信道，调制码元在发射机处经加权，使得所有选择的传输信道以大致类似的功率电平接收。阈值的选择可以最大化吞吐量或根据一些其它的准则。选择性信道逆方案保留了对所有传输信道使用共同的编码和调制方案所具有的简单性的同时，也提供了一般与每传输信道单独编码相关的高性能。

开始时对所有可用传输信道计算平均功率增益 L_{ave} 并可表示为：

$$L_{ave} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2}{N_T N_F} \quad (7)$$

每个选定的传输信道的调制码元在发射机处用权重 $\bar{w}(j,k)$ 加权，这可以表示为：

$$\tilde{W}(j,k) = \frac{\tilde{c}}{|H(j,k)|} \quad (8)$$

每个选定的传输信道的加权与信道的增益成反比，且经确定使得所有选定的传输信道以大致相等的功率被接收。每个传输信道的加权的发射功率可以表示为：

$$P_{\alpha}(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}P_{\alpha}}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

其中 α 是阈值， $\tilde{b}$ 是归一化因子，用于在选定的传输信道中分配总发射功率。如等式(9)示出，如果其功率增益大于或等于功率增益阈值（即 $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$ ）则该传输信道被选用。归一化因子 $\tilde{b}$ 只根据被选定的传输信道而被计算，可表示为：

$$\tilde{b} = \frac{1}{\sum_{|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}} |H(j,k)|^{-2}} \quad (10)$$

等式(7)到(10)根据传输信道的功率增益有效地将总发射功率分配给选定的传输信道，使得所有选定的传输信道有大致相等的接收功率，这可以表示如下：

$$P_{\alpha}(j,k) = \begin{cases} \tilde{b}P_{\alpha} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

根据信道 SNRs 的选择性信道逆

在许多通信系统中，接收机处的已知量是传输信道的接收到的 SNRs 而不是信道增益（即路径损失）。在该种系统中，选择性信道逆技术可以经修改以根据接收到的 SNRs 而不是信道增益而操作。

如果相等的发射功率用于所有可用的传输信道且噪声方差 σ^2 对所有信道相同，则对传输信道 (j, k) 接收到的 SNR $\gamma(j,k)$ 可表示为：

$$\gamma(j,k) = \frac{P_{\alpha}(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_{\alpha}}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2 \quad (12)$$

每可用传输信道平均接收到的 SNR γ_{ave} 可表示为：

$$\gamma_{ave} = \frac{P_{\alpha}}{\sigma^2 (N_T N_F)^2} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 \quad (13)$$

这假设在可能的传输信道上相等的发射功率，对所有可用的传输信道的总接收到的 SNR γ_{total} 可表示为：

$$\gamma_{total} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2} L_{ave} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 N_T N_F} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 \quad (14)$$

总接收到的 SNR γ_{total} 相应地是基于总发射功率在所有可用的传输信道上的平均分配。

归一化因子 β ，用于在选定的传输信道间分配总发射功率，可表示为：

$$\beta = \frac{1}{\sum_{\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}} \gamma(j,k)^{-1}} \quad (15)$$

如图 15 示出，归一化因子 β 的计算是基于所有选定的传输信道的 SNRs 的倒数的和。

为获得所有选定的传输信道类似的接收到的 SNR，每个选定传输信道 (j, k) 的调制码元可以用与该信道的 SNR 相关的权重被加权，可以表示为：

$$\tilde{W}(j,k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma(j,k)}} \quad (16)$$

其中 $\tilde{c}^2 = \beta$ 。加权后的每个传输信道的发射功率可能表示为：

$$P_{tx}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta P_{tx}}{\gamma(j,k)} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

如等式(17)示出，只有接收到的 SNR 大于或等于 SNR 阈值(即 $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave}$)的传输信道被选用。

如果在所有选定的传输信道上分配总发射功率，使得接收到的 SNR 对所有选定的信道大致类似，则产生的每个传输信道的接收到的 SNR 可能表示为：

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{total}}{\gamma_{ave}} & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (18)$$

通过将等式(13)的 γ_{ave} 和等式(14)的 γ_{total} 代入等式(18)，获得以下等式：

$$\tilde{\gamma}(j,k) = \begin{cases} \beta N_T N_F & , \gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{ave} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (19)$$

传输信道的分组的信道逆

在以上描述中,对所有可用传输信道或选择性地对可用传输信道的一子集(根据特定阈值选定)应用信道逆。这使得能对用于数据传输的所有传输信道使用共同的编码和调制方案。

选择性信道逆可能单独地以及独立地应用于传输信道组。在该情况下,通信系统内可用的传输信道在开始时被分为一定数目的组。可以形成任何数量的组,且每个组可能包括任何数量的信道(即每个组内的信道数不一定要相等)。

根据各个系统的限制和考虑对每个组有特定的发射功率量可供使用。对全信道逆技术,每个组的可用发射功率分配给组内的所有传输信道,使得这些信道的接收到的信号质量大致相等(即类似的接收到的 SNRs)。且对选择性信道逆技术,可选用每个组内的可用传输信道的所有或一子集,例如根据为该组确定的特定阈值。每个组的可用发射功率然后分配给组内选择的传输信道,使得这些信道接收到信号质量大致相等。

对每个传输信道组分开处理数据提供了多种附加的灵活性。例如,全或选择性信道逆可能独立地应用于每个信道组。而且,对这些应用了选择性信道逆的组,可能对所有组使用一个阈值,每个组可能分配以分开的阈值或一些组可共享同一阈值而其它组可能被分配以分开的阈值。还可能对每个组使用不同的编码和调制方案,这可以根据组内传输信道获得的接收到的 SNR 而经选择。

对采用 OFDM 的 MIMO 系统, MIMO 的构造建立了空间域内的多个(N_s)传输信道, OFDM 的构造建立了频域内的多个(N_f)传输信道。可供发送数据的总传输信道数目为 $N=N_s \cdot N_f$ 。N 个传输信道然后可能以多种方式被分为多个组。

在一实施例中,传输信道在每发射天线基础上经分组。如果空间子信道的数据等于发射天线数目(即 $N_f = N_s$),则可能独立地对 N_f 个发射天线的每个应用全或选择性信道逆。在一实施例中,对每个组应用选择性信道逆,且对应 N_f 个发射天线的 N_f 个组可能与 N_f 个相应的阈值相关,每个组或发射天线一个阈值。选择性信道逆然后确定与带有充分接收的 SNRs 的每个发射天线相关的传输信道(或频率信道)的子集,这可以通过将每个频率子信道的接收到的 SNR 与发射信道的阈值相比较而获得。每个发射天线可用的总可用发射功率然后分配给发射天线的选定的频率子信道,使得这些频率子信道的接收到的 SNR 大致类似。

在另一实施例中,可用的传输信道在每频率子信道基础上被分组。在该实施例中,全或选择性信道逆可能独立应用于 N_f 个频率子信道的每个。如果使用

选择性信道逆，则每个组内的空间子信道可能根据对应于该频率子信道的组的阈值而选用于数据传输。

将可用传输信道分成组使得能在每组（例如每发射天线或每频率子信道）基础上获得优化，这使得能对每组内所有选定的传输信道使用特定的编码和调制方案。例如一个或多个发射天线可能分配给用于数据传输的每个被调度的终端。与分配的发射天线相关的传输信道可能被放在组内，且可能在该传输信道组上实现选择性信道逆使得能对到该终端的数据传输使用单个编码和调制方案。

如果对在组 j 内的所有可用传输信道使用等发射功率，且噪声方差 σ^2 对所有信道相同，则组 j 内传输信道 k 接收到的 SNR $\gamma_j(k)$ 可表示为：

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{rx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2 \quad (19)$$

其中

$P_{rx,j}(k)$ 是组 j 内传输信道 k 的接收到的功率，

$P_{tx,j}$ 是组 j 的总可用发射功率，

$H_j(k)$ 是组 j 内传输信道 k 从发射机到接收机的有效信道增益，以及

N_j 是组 j 内的传输信道数。组 j 可能对应特定发射天线 j ，其中 $N_j = N_F$ 。

组 j 内每个可用传输信道的平均接收 SNR $\gamma_{ave,j}$ 可表示为：

$$\gamma_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 \quad (20)$$

等式(20) 假设在组 j 内 N_j 个可用传输信道上等发射功率的。组 j 内所有可用的传输信道的总接收到的 SNR $\gamma_{total,j}$ 可表示为：

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2} L_{ave,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 \quad (21)$$

其中

$$L_{ave,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 \quad (22)$$

组 j 的总接收到的 SNR， $\gamma_{total,j}$ 是基于组 j 的总发射功率 $P_{tx,j}$ 在组内的所有可用传输信道上平均分配的。

归一化因子 β_j ，用于在组 j 内的选定的传输信道上分配总发射功率 $P_{tx,j}$ ，可表示为：

$$\beta_j = \frac{1}{\sum_{\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}} \gamma_j(k)^{-1}} \quad (23)$$

如等式(23)示出,归一化因子 β_j 是根据组 j 内所有选定的传输信道的 SNRs 而计算的,信道是根据为该组确定的阈值 $\alpha_j \gamma_{ave,j}$ 而选定。

为获得组内所有选定的传输信道的类似的接收 SNR,每个选定的传输信道的调制码元可用与该信道的 SNR 相关的权重被加权,该加权这可以表示为:

$$\tilde{w}_j(k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma_j(k)}} \quad (24)$$

其中 $\tilde{c}_j^2 = \beta_j$ 。每个传输信道的加权的发射功率然后可能表示为:

$$P_{tx,j}(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j P_{tx,j}}{\gamma_j(k)} & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (25)$$

如等式(25)示出,只有接收到的 SNR 大于或等于 SNR 阈值(即 $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j}$)的传输信道被选用。

如果总发射功率分布在组内所有的选定传输信道上,使得接收的 SNR 对所有选定的信道大致类似,然后每个传输信道产生的接收到的 SNR 可能表示为以下形式:

$$\tilde{\gamma}_j(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j \gamma_{total,j}}{\gamma_{ave,j}} = \beta_j N_j & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{ave,j} \\ 0 & , \text{其它} \end{cases} \quad (26)$$

以上描述的过程可以对传输信道的每个组重复。每个组可能与导出的不同的阈值 $\alpha_j \gamma_{ave,j}$ 相关以提供对该组期望的性能。这种在每组(例如每发射天线)基础上分配发射功率的能力能提供增强的灵活性并可能改善性能。

图 2A 是根据本发明的实施例,根据选择性信道逆确定分配给每个选定的传输信道的发射功率量的处理 200 的流程图。处理 200 假设考虑所有可用的传输信道(即通信系统的一个传输信道组)。如果信道增益 $H(j,k)$ 、接收到的 SNRs $\gamma(j,k)$ 或一些其它特征可用于传输信道,则使用处理 200。为清楚起见,处理 200 在以下为信道增益可用情况描述,且接收到的 SNRs 可用的情况在括弧内示出。

开始时,在步骤 212 处获取所有可用传输信道的信道增益 $H(j,k)$ [或接收的 SNRs $\gamma(j,k)$]。在步骤 214 确定选择用于数据传输的传输信道的功率增益阈

值 $\alpha\gamma_{ave}$ [或 SNR 阈值 $\alpha\gamma_{ave}$]。该阈值可按如以下详细描述的进行计算。

每个可用的传输信道然后为可能的使用而被评估。在步骤 216 标识用于评估的(但尚未被评估)的可用传输信道。对标识的传输信道,在步骤 218 确定信道的功率增益[或接收到的 SNR]是否大于或等于功率增益阈值(即 $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{ave}$)[或 SNR 阈值(即 $\gamma(j,k) \geq \alpha L_{ave}$)]。如果标识的传输信道满足准则,则在步骤 220,它被选用。否则如果传输信道不满足该准则,则被丢弃且不用用于数据传输。

在步骤 222 确定是否评估了所有的可用传输信道。如果没有,则处理回到步骤 216 标识另一要评估的可用传输信道。否则,处理继续进行到步骤 224。

在步骤 224,用于在选定的传输信道间分配总发射功率的归一化因子 $\bar{b}$ [或 β]将根据选定信道的信道增益[或接收到的 SNRs]而被确定。这可以如等式(10)[或等式(15)]示出的获得。在步骤 226 处基于归一化因子和该信道的增益[或 SNR]计算每个选定的传输信道的加权 $\bar{w}(j,k)$ 。该加权可以如等式(8)[或等式(16)]示出的计算。每个选定传输信道的加权后的发射功率如等式(9)[或等式(17)]示出。处理中止。

在以上描述中,每个组的总可用发射功率根据它们相应的加权分配(不均匀地)给组内选定的传输信道,使得这些信道的接收到的 SNRs 大致类似(可能只有一组传输信道)。在一些实施例中,总可用发射功率可能在选定的传输信道中平均分配,在该情况下,选定的传输信道的加权是相等的。例如这可能实现为如果根据组内选定的传输信道的平均 SNR 而选择该组的共同的编码和调制方案。例如可以通过在组内的所有选定的传输信道上交织数据或通过一些其它的处理方案而获得期望的性能水平。

阈值选择

阈值 α 用于根据各种准则选择用于数据传输的传输信道。在一实施例中,阈值设定为最优化吞吐量。

开始时,定义各个设定点(即 $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$)以及码率向量(即 $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$)。码率包括编码和调制方案的影响,并表示每调制码元的信息比特数。每向量包括对应可用码率数的 N_z 个元素,这些可能是系统可用的码率。或者,可能根据系统支持的操作点定义 N_z 个设定点。每个设定点对应需要获得特定性能水平的特定接收到的 SNR。设定点一般取决于传输比特速率(即每调制

码元的信息比特数)，这还进一步取决于用于数据传输的码率以及调制方案。如上所述，对所有的选定的传输信道使用共同的调制方案。在该情况下，传输比特率以及设定点直接与码率相关。

每个码率 r_n (其中 $1 \leq n \leq N_z$) 与相应的设定点 z_n 相关，后者是在为达到要求的性能水平的码率处操作要求的最小接收到的 SNR。要求的设定点 z_n 可能根据计算机仿真、数学推导和/或经验测量确定，如在领域内已知的。两个向量 R 和 Z 内的元素还可以经排序使得 $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$ 以及 $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_z}\}$ ，其中 z_1 是最大设定点，且 r_1 是最高支持码率。

所有可用传输信道的信道增益用来计算功率增益，后者经排序并按功率增益递减的顺序放入列表 $H(\lambda)$ ，其中 $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ ，使得 $H(1) = \max\{|H(j,k)|^2\} \dots$ 以及 $H(N_T N_F) = \min\{|H(j,k)|^2\}$ 。

可能归一化因子序列 $\tilde{b}(\lambda)$ 还可定义如下：

$$\tilde{b}(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} |H(j,k)|^2}, \quad 1 \leq \lambda \leq N_T N_F \quad (27)$$

如果选择使用 λ 个最佳传输信道，则序列 $\tilde{b}(\lambda)$ 的每个元素可能用作归一化因子。

对每个码率 r_n (其中 $1 \leq n \leq N_z$)，确定 λ 的最大值 $\lambda_{\max}$ ，使得 λ 个最佳传输信道的每个的接收到的 SNR 大于或等于与码率 r_n 相关的设定点 z_n 。该条件可表示如下：

$$\frac{\tilde{b}(\lambda) P_{\text{av}}}{\sigma^2} \geq z_n \quad (28)$$

其中， σ^2 是单个传输信道中的接收到噪声功率。 λ 的最大值 $\lambda_{\max}$ 可以通过评估开始于 1 中止于当等式 (28) 不再成立的 λ 的每个可能值而被识别。对 λ 的每个值， λ 个最佳传输信道的可获得的 SNR 可能如等式 (28) 左边的变量所示的被确定。该可获得 SNR 然后与该码率 r_n 要求的 SNR z_n 相比较。

因此，对每个码率 r_n ， λ 的每个值 (对 $\lambda = 1, 2, \dots, \lambda_{n,\max}$) 经评估以确定如果总发射功率在所有 λ 个信道上 (不均匀) 分配， λ 个最佳传输信道的每个的接收到 SNR 是否能达到相关的设定点 z_n 。满足该条件的 λ 的最大值 $\lambda_{\max}$ 是在达到要求的设定点 z_n 的同时能为码率 r_n 选择的传输信道的最大数目。

与每个码率 r_n 相关的阈值 α_n 可能表示为：

$$\alpha_n = \frac{H(\lambda_{n,\max})}{L_{ave}} \quad (29)$$

该阈值 α_n 最优化要求设定点 z_n 的码率 r_n 的吞吐量。由于对所有选定的传输信道使用共同的码率, 则最大可获得吞吐量 T_n 可以计算为每个信道的吞吐量(即 r_n) 乘以选择的信道数目 $\lambda_{n,\max}$ 。该对设定点 z_n 的最大可获得吞吐量 T_n 可以表示为:

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n \quad (30)$$

其中 T_n 的单位是每调制码元的信息比特。

设定点向量的最佳吞吐量可以给出为:

$$T_{opt} = \max \{T_n\} \quad (31)$$

随着码率增加, 每调制码元可能发射更多的信息比特, 然而, 要求的 SNR 也随之增加, 这就要求对给定噪声方差 σ^2 的每个选定传输信道更多的发射功率。由于总发射功率有限, 则会有更少的传输信道能获得更高的要求的 SNR。因此, 向量 R 内的每个码率的最大可获得吞吐量可以经计算, 且提供该最大吞吐量的特定码率可以被认为是被评估的特定信道条件下的最佳码率。最佳阈值 α_{opt} 等于对应产生 T_{opt} 的特定码率 r_n 的阈值 α_n 。

在以上的描述中, 最佳阈值 α_{opt} 是根据所有传输信道的信道增益而确定的。如果可用的是接收到的 SNRs 而不是信道增益, 则接收到的 SNRs 可能经排序并按 SNRs 递减的顺序放在 $\gamma(\lambda)$ 列表内, 其中 $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$, 使得列表内的第一元素 $\lambda(1) = \max \{\gamma(j, k)\}$, ..., 以及列表内的最后元素 $\lambda(N_T N_F) = \min \{\gamma(j, k)\}$ 。序列 $\beta(\lambda)$ 可以确定为:

$$\beta(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} \gamma(i)^{-1}} \quad (32)$$

对每个码率 r_n (其中 $1 \leq n \leq N_z$), 确定 λ 的最大值 $\lambda_{\max}$, 使得 λ 个选定的传输信道的每个接收到的 SNR 大于或等于相关的设定点 z_n 。该条件可表示如下:

$$\beta(\lambda) N_T N_F \geq z_n \quad (33)$$

一旦对码率 r_n 确定了 λ 的最大值 $\lambda_{\max}$, 则与该码率相关的阈值 α_n 可以确定为:

$$\alpha_n = \frac{\gamma(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{ave}} \quad (34)$$

最佳阈值 α_{opt} 以及最佳吞吐量 T_{opt} 还可以如上描述被确定。

对以上的描述，选择阈值以最优化可用的传输信道的吞吐量。还可以选择阈值以最优化其它的性能准则或度量，且这也在本发明的范围内。

图 2B 是根据本发明的实施例确定用于选择数据传输的传输信道的阈值 α 的处理 240 流程图。如果传输信道的信道增益、接收到的 SNRs 或一些其它的特性可用，则可能使用处理 240。为简洁起见，处理 240 在以下情况中描述，其中信道增益可用以及其中接收到的 SNRs 可用并在方括弧中示出。

开始时，在步骤 250 定义设定点向量 ($Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$) 并确定支持该相关设定点的码率向量 ($R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$)。在步骤 252，检取所有可用的传输信道的信道增益 $H(j, k)$ [或接收到的 SNRs $\gamma(j, k)$] 并从最好排到最差。在步骤 254，然后根据等式 (27) 示出的信道增益 [或根据等式 (32) 示出的接收到的 SNRs] 确定可能的归一化因子的序列 $\tilde{b}(\lambda)$ [或 $\beta(\lambda)$]。

然后通过环路评估每个可用码率。在环路的第一步，(未经评估) 的码率 r_n 在步骤 256 经标识以作评估。对第一次通过环路，经标识的码率可能是向量 R 内的第一码率 r_1 。对经标识的码率 r_n ，在步骤 258 处，确定 λ 的最大值 $\lambda_{n, \max}$ ，使得 λ 个最佳传输信道的每个接收到的 SNR 大于或等于与被评估的码率 r_n 相关的设定点 z_n 。这可以通过计算并满足等式 (28) [或等式 (33)] 示出的条件而实现。在步骤 260，然后根据等式 (29) [或等式 (34)] 示出的信道 $\lambda_{n, \max}$ 的信道增益 [或接收到的 SNR] 确定与设定点 z_n 相关的阈值 α_n 。可以按等式 (30) 示出的在步骤 262 确定设定点 z_n 的最大可获得吞吐量 T_n 。

然后在步骤 264 确定是否所有的 N_z 码率均经评估。如果没有，则处理回到步骤 256，并标识另一码率以作评估。否则，可能在步骤 266 处如等式 (31) 示出的确定最佳吞吐量 T_{opt} 以及最佳阈值 α_{opt} 。然后处理中止。

在以上的描述中，由于对所有信道实现选择性信道逆，所以对通信系统内所有的可用的传输信道确定一个阈值。在实施例中，其中传输信道被分为多个组，可能对每个组确定一个用于该组的阈值。每个组的阈值可能根据各个准则确定，诸如优化包括在组内的传输信道的吞吐量。

为确定每个组的阈值，可能使用上述的推导。然而，每个组的列表 $H_j(\lambda)$ [或 $\gamma_j(\lambda)$] 只包括组内包括的传输信道的功率增益 [或接收到的 SNRs]。而且，序列 $\tilde{b}(\lambda)$ [或 $\beta(\lambda)$] 会包括根据组内的传输信道的信道增益 [或接收到的 SNRs] 而定义的可能的归一化因子。与组 j 的码率 r_n 相关的阈值 $\alpha_{j,n}$ 然后可能表示为：

$$\alpha_{j,n} = \frac{H_j(\lambda_{n,\max})}{L_{\text{ave},j}} \text{ 或 } \frac{\gamma_j(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{\text{ave},j}} \quad (35)$$

组 j 的最优阈值 $\alpha_{\text{opt},j}$ 等于产生组 j 的最优吞吐量 $T_{\text{opt},j}$ 的特定码率 r_n 的阈值 $\alpha_{j,n}$ 。

每个传输信道组可能与相应的阈值相关。或者，多个组可能共享同一阈值。例如可能期望对多个发射天线使用同一编码和调制方案且在这些发射天线间共享可用的发射功率。

在以上描述中，阈值可以根据总可用发射功率在选定的传输信道间（不均匀）分布而导出以获得这些信道的类似的接收到 SNRs。在一些实施例中，阈值可能根据一些其它条件和/或度量导出。例如，阈值可能根据将总可用发射功率在选定的传输信道上平均分配（即对选定的传输信道相等的加权）而导出。在该情况下，可能根据该相等发射功率分配而选择阈值以最大化获得的吞吐量。在另一实施例中，阈值可能仅是特定（固定）的目标 SNR。

多信道通信系统

图 3 是能实现本发明各个方面和实施例的 MIMO 通信系统 300 图示。系统 300 包括与第二系统 350（例如终端 106）通信的第一系统 310（例如图 1 中的基站 104）。系统 300 可能用于使用天线、频率以及时间分集的组合以增加频谱效率、改善性能并增强灵活性。

在系统 310 处，数据源 312 提供数据（即信息比特）给发射（TX）数据处理器 314，它（1）根据特定的编码方案对数据编码，（2）根据特定的交织方案对编码后的数据交织（即重新排序），（3）将交织的比特映射到选用于数据传输的一个或多个传输信道的调制码元，以及（4）对每个选定的传输信道的调制码元加权。编码增加了数据传输的可靠性。交织提供了被编码的比特的时间分集，使得数据能根据选定的传输信道的平均 SNR 被发射，对抗衰落并进一步去除用于形成每个调制码元的被编码的比特间的相关。如果被编码的比特在多个频率子信道上发射则交织还能进一步提供频率分集。加权有效地控制了每个选定的传输信道的发射功率以获得在接收机处的期望 SNR。在一方面，可能根据控制器 334 提供的控制信号实现编码、码元映射以及加权。

TX 信道处理器 320 接收并对从 TX 数据处理器 314 来的加权调制码元进行多路分解并提供每个选定传输信道的加权后的调制码元，每时隙一个加权的调

制码元。如果有全 CSI 可供使用,则 TX 信道处理器 320 还进一步对选定的传输信道的加权后的调制码元进行预调整。

如果没有采用 OFDM,则 TX 信道处理器 320 提供用于数据传输的每个天线的加权后的调制码元流。且如果采用 OFDM,则 TX 信道处理器 320 提供用于数据传输的每个天线的加权调制码元向量流。且如果实现全 CSI 处理,则 TX 信道处理器 320 提供给每个用于数据传输的天线的经预调整的调制码元流或预调整的调制码元向量流。每个流然后被接收并由相应的调制器(MOD) 322 调制并通过相关的天线 324 发射。

在接收机 350 处,多个接收天线 352 接收发射的信号并提供接收的信号给相应的解调器(DEMOD) 354。每个解调器 354 实现与调制器 322 处实现的处理互补的处理。从所有解调器 354 来的调制码元提供给接收(RX)信道/数据处理器 356 并经处理以恢复发射的数据流。RX 信道/数据处理器 356 实现与 TX 数据处理器 314 以及 TX 信道处理器 320 实现的处理互补的处理并提供解码后数据给数据宿 360。接收机系统 350 的该处理在以下将详细描述。

MIMO 发射机系统

图 4A 是根据本发明的实施例处理数据的一个 MIMO 发射机系统 310a 的框图。发射机系统 310a 是图 3 的系统 310 的发射机部分的一实施例。系统 310a 包括(1)接收并处理信息比特以提供加权的调制码元的 TX 数据处理器 314a,以及(2)TX 信道处理器 320a,它多路分解选定传输信道的调制码元。

在图 4A 示出的实施例中, TX 数据处理器 314a 包括编码器 412、信道交织器 414、截短器 416、码元映射元件 418 以及码元加权元件 420。编码器 412 接收总体要发射的信息比特并根据特定的编码方案对接收到的比特编码以提供编码后的比特。信道交织器 414 根据特定的交织方案对编码后的比特进行交织以提供分集。截短器 416 截去(即删除)经交织和编码的比特的零个或多个比特以提供期望数目的编码数据。码元映射元件 418 将未被截去的比特映射到选定传输信道的调制码元。且码元加权元件 420 对每个选定传输信道的调制码元加权以提供加权后的调制码元。用于每个选定传输信道的加权可能根据该信道获得的 SNR 确定,如上所述。

导频数据(例如已知模式的数据)还可能被编码并与处理过的信息比特多路复用。处理后的导频数据可能(例如以时分复用(TDM)方式)在选定的传输

信道的一子集或全部或可用的传输信道的子集或所有上发射。导频数据还可能在接收机处用于实现信道估计，如下所述。

如图 4A 示出，数据编码、交织以及截短可能根据一个或多个编码控制信号而达到，该信号标识要使用的特定编码、交织以及截短方案。码元映射可能根据调制控制信号而获得，该信号标识要被使用的特定调制方案。且码元加权可能根据提供给选定的传输信道的加权而获得。

在一种编码和调制方案中，编码是通过使用固定的基码以及调整截短以获得由选定的传输信道的 SNR 支持的期望的码率而实现的。基码可能是 Turbo 码、卷积码、级链码或一些其它码。基码还可能具有特定的码率(例如 1/3 码率)。对该方案，截短可能在信道交织后实现以获得选定的传输信道的期望码率。

码元映射元件 416 可以设计成将未经截短的比特集合分组以形成非二进制码元，且将每个非二进制码元映射到与选择用于选定的传输信道的调制方案对应的信号星座图上的一点。调制方案可能是 QPSK、M-PSK、M-QAM 或一些其它方案。每个映射的信号点对应调制码元。

发射机 310a 处的编码、交织、截短以及码元映射可以根据多个方案实现。一种特定方案在前述的美国专利申请序列号 09/776075 中有描述。

对于特定的性能水平(例如百分之一分组差错率即 PER) 每个调制码元可能发射的信息比特数取决于接收到的 SNR。因此，选定的传输信道的编码和调制方案可能根据信道特性(例如，信道增益、接收到的 SNRs 或一些其它信息) 而确定。信道交织还可能根据编码控制信号而经调整。

表 1 列出可能用于多个接收 SNR 范围的编码速率以及调制方案的各种组合。每个传输信道支持的比特率可能通过使用多种可能的编码速率和调制方案的组合的一种而获得。例如每调制码元一信息比特可能使用以下组合获得(1) 1/2 编码速率以及 QPSK 调制，(2) 1/3 编码速率以及 8-PSK 调制，(3) 1/4 编码速率以及 16-QAM，或一些其它编码速率以及调制方案的组合。在表 1 中，QPSK、16-QAM 以及 64-QAM 用于列出的 SNR 范围。还可以使用其它的调制方案，诸如 8-PSK、32-QAM、128-QAM 等，且在本发明的范围内。

表 1

接收到的 SNR 范围	每码元信息 比特数	调制码元	每码元经被码 的比特数	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 314a 来的加权的调制码元提供给 TX 信道处理器 320a, 它是图 3 内的 TX 信道处理器 320 的一实施例。在 TX 信道处理器 320a 内, 多路分解器 424 接收并将加权的调制码元多路分解为多个调制码元流, 每个选用于发射调制码元的传输信道一个流。每个调制码元流提供给相应的调制器 322。如果采用 OFDM, 在每个发射天线的所有选定的频率子信道的每个时隙处的加权的调制码元被组合成加权的调制码元向量。每个调制器 322 将加权的调制码元(对未采用 OFDM 的系统而言)或加权的调制码元向量(对采用 OFDM 的系统而言)转变为模拟信号, 且进一步将信号放大、滤波、正交调制并上变频以生成合适在无线链路上传输的已调信号。

图 4B 是根据本发明的另一实施例处理数据的一个 MIMO 发射机系统 310b 的框图。发射机系统 310b 是图 3 的系统 310 的发射机部分的另一实施例并包括 TX 数据处理器 314b 以及 TX 信道处理器 320b。

在图 4B 示出的实施例中, TX 数据处理器 314b 包括编码器 412、信道交织器 414、码元映射元件 418 以及码元加权元件 420。编码器 412 接收总体要发射的信息比特并根据特定的编码方案对其编码以提供编码后的比特。编码可以根据控制器 334 选择的特定编码和码率而实现, 这是由编码控制信号标识的。信道交织器 414 对编码后的比特进行交织, 且码元映射元件 418 将经交织的比特映射成选定传输信道的调制码元。码元加权元件 420 根据相应的加权对每个选定传输信道的调制码元加权以提供加权后的调制码元。

在图 4B 示出的实施例中, 发射机 310b 能根据全 CSI 对加权的调制码元进行预调整。在 TX 信道处理器 320b 内, 信道 MIMO 处理器 422 将加权的调制码元多路分解为多个(多达 N_c 个)加权的调制码元流, 对用于发射调制码元的每个空间子信

道(即本征模)一个流。对于全 CSI 处理,信道 MIMO 处理器 422 对每个时隙处的(多达 N_c 个)的加权调制码元预调整以生成 N_T 个预调整的调制码元,如下所示:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \Lambda & e_{1N_c} \\ e_{21} & e_{22} & & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1} & e_{N_T 2} & \Lambda & e_{N_T N_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad (36)$$

其中, $b_1, b_2, \dots, b_{N_c}$ 分别是空间子信道 1, 2, $\dots, N_c$ 的加权调制码元;

e_{ij} 是与从发射天线到接收天线的传输特性相关的本征向量矩阵 E 的元素;

以及

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c} \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c} \quad \text{以及} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_T N_c} \end{aligned}$$

该本征向量矩阵 E 可以由发射机计算或由接收机提供给发射机。在确定有效的信道增益 $H(j, k)$ 时还要考虑矩阵 E 的元素。

对于全 CSI 处理,对特定发射天线而言,每个经预调整的调制码元 x_i 代表多达 N_c 个空间子信道的加权调制码元的线性组合。对每个时隙,由信道 MIMO 处理器 422 生成的(多达) N_T 个预调整的调制码元由多路分解器 424 多路分解并提供给(多达) N_T 个调制器 322。每个调制器 322 将经预调整的调制码元(对不采用 OFDM 的系统而言)或经预调整的调制码元向量(对采用 OFDM 的系统而言)转变为适合在无线链路上传输的已调信号。

图 4C 是根据本发明的另一实施例处理数据的一个采用 OFDM 的 MIMO 发射机系统 310c 的框图。发射机系统 310c 是图 3 的系统 310 的发射机部分的一实施例并包括 TX 数据处理器 314c 以及 TX 信道处理器 320c。TX 数据处理器 314c 可能用于根据为组特定选定的编码和调制方案对每个传输信道组独立地进行编码和调制。每个组可能对应一个发射天线,且每个组的传输信道可能对应发射天线的频率子信道。

在图 4C 示出的实施例中, TX 数据处理器 314c 包括多个空间子信道数据处理器 410a 到 410t, 一个数据处理器 410 使得每个传输信道组能独立地被编码和调制。每个数据处理器 410 包括编码器 412、信道交织器 414、码元映射元件 418 以及码元加权元件 420。数据处理器 410 的这些元件用于对数据处理器处理的组的信息比特编码、对编码后的比特交织、将交织后的比特映射以生成

调制码元，并对组内每个选定的传输信道的调制码元加权。如图 4C 示出，可能为每个组特别提供编码和调制控制以及加权。

从每个数据处理器 410 来的加权的调制码元提供给 TX 信道处理器 320c 内相应的组合器 434，后者为特定的发射天线组合加权后的调制码元。如果每个组包括特定发射天线选定的频率子信道，则组合器 434 组合选定的频率子信道的加权后的调制码元以形成每个传输信道的调制码元向量，这些向量然后提供给相应的调制器 322。每个调制器 322 生成已调信号的处理在以下描述。

图 4D 是根据本发明的另一实施例处理数据的一个采用 OFDM 的 MIMO 发射机系统 310d 的框图。在该实施例中，可能独立处理每个频率子信道的传输信道。在 TX 数据处理器 314c 内，要发射的信息比特由多路分解器 428 多路分解为多个(多达 N_L 个)频率子信道数据流，每个用于数据传输的频率子信道一个流。每个频率子信道数据流提供给相应的频率子信道数据处理器 430。

每个数据处理器 430 为 OFDM 系统的相应的频率子信道处理数据。每个数据处理器 430 可能以类似于图 4A 的 TX 数据处理器 314a、图 4B 的 TX 数据处理器 314b 或一些其它设计方式实现。在一实施例中，数据处理器 430 将频率子信道数据流多路分解为多个数据子流，每个用于频率子信道的空间子信道一个数据子流。每个数据子流然后经编码、交织、码元映射并经加权以生成数据子流的经加权调制码元。每个频率子信道数据流或每个数据子流的编码和调制可能根据编码和调制控制信号经调整且加权可能根据权重实现。每个数据处理器 430 然后提供给选用于频率子信道的多达 N_c 个空间子信道的多达 N_c 个经加权的调制码元流。

对采用 OFDM 的 MIMO 系统而言，调制码元可能在多个频率子信道上从多个发射天线发射。在 MIMO 处理器 320d 内，从每个数据处理器 430 来的多达 N_c 个调制码元流提供给相应的子信道空间处理器 432，后者根据信道控制和/或可用的 SI 处理接收到的调制码元。如果未执行全 CSI 处理，则每个空间处理器 432 可能简单地实现为一多路分解器(如图 4A 示出)，如果执行全 CSI 处理处理，则可实现为信道 MIMO 处理器后接一多路分解器(诸如图 4B 示出)。对采用 OFDM 的 MIMO 系统而言，可能在每个频率子信道上实现全 CSI 处理(即预调整)。

每个子信道空间处理器 432 将每个时隙多达 N_c 个的调制码元多路分解为选用于该频率子信道的发射天线的多达 N_T 个调制码元。对每个发射天线而言，组合器 434 接收为该发射天线选用的多达 N_L 个频率子信道的调制码元，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阶段(即相应的调制

器 322)。

MIMO 处理器 320d 因此接收并处理调制码元以提供多达 N_r 个调制码元向量 V_1 到 V_{N_r} ，对于为数据传输选用的每个发射天线提供一个调制码元向量。每个调制码元向量 V 覆盖单个时隙，且调制码元向量 V 的每个元素与特定频率子信道相关，该子信道带有调制码元在其上发射的唯一子载波。

图 4D 还示出了 OFDM 的调制器 322 的一实施例。从 MIMO 处理器 320c 来的调制码元向量 V_1 到 V_{N_r} 相应地提供给调制器 322a 到 322t。在图 4D 示出的实施例中，每个调制器 322 包括反向快速傅立叶变换 (IFFT) 440、循环前缀发生器 442 以及上变频器 444。

IFFT 440 将每个接收到的调制码元向量用 IFFT 转变成其时域表示 (在此称为 OFDM 码元)。IFFT 440 可能设计成在任何数量的频率子信道 (例如 8、16、32 等) 上实现 IFFT。在一实施例中，对转变为 OFDM 码元的每个调制码元，循环前缀发生器 442 重复 OFDM 码元时域表示的一部分以形成特定发射天线的“传输码元”。循环前缀保证传输码元在有多径延时扩展时保持其正交特性，因此改善了恶化的路径效应的影响。IFFT 440 以及循环前缀发生器 442 的实现在本领域内是已知的，在此不作详细描述。

每个循环前缀发生器 442 来的时域表示 (即每个天线的传输码元) 然后由上变频器 444 经处理 (例转变为模拟信号，经调制、放大以及滤波) 以生成已调信号，它然后从相应的天线 324 被发射。

OFDM 调制在题为 “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come” 的论文中有详细描述，作者为 John A. C. Bingham, IEEE Communication Magazine, 1990 年 5 月，在此引入作为参考。

图 4A 到 4D 示出能实现本发明的各个方面和实施例的 MIMO 发射机的四种设计。本发明还能应用在不采用 MIMO 的 OFDM 系统中。在该情况下，可用的传输信道对应 OFDM 系统的频率子信道。多个其它发射机设计也能实现在此描述的各个发明技术，且这些设计是在本发明的范围内。这些发射机设计中的一些在以下的专利申请中进一步详细描述，在此转让给发明的受让人，并在此引入作为参考：

- 以上描述的美国专利申请号 09/776075
- 美国专利申请序列号 09/532492，题为 “HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”，

提交于 2000 年 3 月 22 日。

● 美国专利申请序列号 09/826481, 题为 “METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM”, 提交于 2001 年 3 月 23 日。

● 美国专利申请序列号 09854235, 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 3 月 11 日。

这些专利申请还详细描述了 MIMO 处理以及 CSI 处理。

一般, 发射机系统 310 根据特定的共同的编码和调制方案对所有选定的传输信道(或每个组内的所有选定的传输信道)进行编码和调制。调制码元还进一步由分配给选定传输信道的权重经加权, 使得在接收机处获得期望的性能水平。在此描述的技术可应用于能支持多个并行传输信道的 MIMO、OFDM 或任何其它通信方案(例如 CDMA 方案)支持的多个并行传输信道。

图 4C 示出一实施例, 其中每个发射天线的数据可能根据该发射天线选择的编码和调制方案分开被编码和调制。同样地, 图 4D 示出一实施例, 其中每个频率子信道的数据可能根据为该频率子信道选择的编码和调制方案分开被编码和调制。一般, 所有可用传输信道(例如所有频率子信道的所有空间子信道)可能被分为任何类型的任何数量的组, 且每个组可能包括任何数量的传输信道。例如, 每个组可能包括空间子信道、频率子信道或同时在两个域内的子信道。

MIMO 接收机系统

图 5 是根据本发明的实施例能接收数据的 MIMO 接收机系统 350a 的框图。接收机系统 350a 是图 3 的接收机系统 350 的一特定实施例, 且实现逐次对消接收机处理技术以接收并恢复发射的信号。从(多达) N_T 个发射天线来的发射的信号由 N_R 个天线 352a 到 352r 的每个接收并路由到相应的解调器(DEMOD) 354(在此称为前端处理器)。

每个解调器 354 对相应的接收到的信号调整(例如滤波和放大), 将调整后的信号下变频到中频或基带, 并将下变频后的信号数字化以提供采样。每个解调器 354 还可能用接收到的导频对采样解调以生成接收到的调制码元流, 它提供给 RX 信道/数据处理器 356a。

如果 OFDM 被用于数据传输, 则每个解调器 354 进一步实现与图 4D 中示出的调制器 322 实现的处理互补的处理。在该情况下, 每个解调器 354 包括 FFT 处理器(未示出), 它生成采样的经转变表示并提供调制码元向量流。每个向量包括多达 N_L 个选用的频率子信道的多达 N_L 个调制码元, 且为每个时隙提供一个向量。对发射处理方案而言, 其中每个频率子信道经独立处理(例如如图 4D 示出), 从所有的 N_R 个解调器的 FFT 处理器来的调制码元向量流提供给多路分解器(图 5 中未示出), 它将从每个 FFT 处理器来的调制码元向量流“信道化”为多达 N_L 个对应用于数据传输的频率子信道数的调制码元流。多路分解器然后将多达 N_L 个调制码元流的每个提供给相应的 RX MIMO/数据处理器 356a。

对不采用 OFDM 的 MIMO 系统而言, 可能用一个 RX MIMO/数据处理器 356a 以处理从 N_R 个接收天线来的 N_R 个调制码元流。对采用 OFDM 的 MIMO 系统, 可能使用一个 RX MIMO/数据处理器 356a 以处理 N_R 个调制码元流, 它们来自用于数据传输的多达 N_L 个频率子信道的每个的 N_R 个接收天线。或者, 可能使用单个 RX 信道/数据处理器 356a 以分开处理与每个频率子信道相关的调制码元流集合。

在图 5 示出的实施例中, RX 信道/数据处理器 356a(这是图 3 的 RX 信道/数据处理器 356 的一实施例)包括多个相继(级联)的接收机处理器级 510, 对每个由接收机系统 350a 恢复的发射的数据流使用一级。在一发射处理方案中, 对所有可用的传输信道应用选择性信道逆。在该情况下, 选择的传输信道可能用于发射一个或多个数据流, 其中的每个可独立地用共同的编码方案编码。在另一发射处理方案中, 分开对每个发射天线应用选择性信道逆。在该情况下, 每个发射天线的选定的传输信道可用于发射一个或多个数据流, 其中每个数据流可用为该发射天线选定的编码方案被独立地编码。一般, 如果一个数据流被独立编码且在每个空间子信道上被发射, 则可能用逐次对消接收机处理技术以恢复发射的数据流。为简洁起见, 对于实施例描述 RX 信道/数据处理器 356a, 其中一个数据流被独立编码并在数据处理器 356a 处理的给定频率子信道的每个空间子信道上发射。

每个接收机处理级 510(除了最后级 510n)包括耦合到干扰对消器 530 的信道 MIMO/数据处理器 520, 而最后级 510n 只包括信道 MIMO/数据处理器 520n。对第一接收机处理级 510a, 信道 MIMO/数据处理器 520a 接收并处理从解调器 354a 到 354r 来的 N_R 个调制码元流以提供第一传输信道的解码后的数据流(或

第一发射信号)。且对第二到最后级 510b 到 510n 的每一级,该级的信道 MIMO/数据处理器 520 接收并处理从先前级内的干扰对消器 520 来的 N_r 个修改后的码元流以导出由该级处理的传输信道的解码后数据流。每个信道 MIMO/数据处理器 520 进一步提供相关的传输信道的 CSI(例如接收到的 SNR)。

对第一接收机处理阶段 510a,干扰对消器 530a 从所有 N_r 个解调器 354 接收 N_r 个调制码元流。且对第二到倒数第二级的每一级,干扰对消器 530 接收先前级内的干扰对消器来的 N_r 个修改后的码元流。每个干扰对消器 530 还从同一级内的信道 MIMO/数据处理器 520 接收解码后的数据流,并实现处理(例如编码、交织、调制、信道响应等)以导出 N_r 个重新调制的码元流,它们是由于该解码的数据流的接收到的调制码元流的干扰分量的估计。重新调制的码元流然后从接收到的调制码元流中减去以导出 N_r 个修改后码元流,它们包括了除了减去的(即消去的)干扰分量外的所有内容。 N_r 个修改后的码元流然后提供给下一级。

在图 5 中,控制器 540 示出耦合到 RX 信道/数据处理器 356a,且可能用于引导由处理器 356a 实现的逐次对消接收机处理中的各个步骤。

图 5 示出当每个数据流在相应的发射天线上发射时(即对应每个发射的信号一个数据流)可能直接使用的接收机结构。在该情况下,每个接收机处理级 510 可用于恢复发送到接收机系统 350a 的发射的信号的一个,并提供对应恢复的发射信号的经解码的数据流。

对一些其它的发射处理方案,数据流可能在多个发射天线、频率子信道和/或时间间隔上发射以分别提供空间、频率以及时间分集。对这些方案,接收机处理开始导出在每个频率子信道的每个发射天线上发射的信道的接收到的调制码元流。多个发射天线、频率子信道和/或时间间隔的调制码元可能以互补的方式组合起来,如在发射机系统处实现的多路分解。组合的调制码元流然后经处理以提供对应的解码数据流。

图 6A 是信道 MIMO/数据处理器 520x 的一实施例的框图,它是图 5 示出的信道 MIMO/数据处理器 520 的一实施例。在该实施例中,信道 MIMO/数据处理器 520x 包括空间/空间-时间处理器 610、CSI 处理器 612、选择器 614、解调元件 618、解交织器 618 以及解码器 620。

空间/空间-时间处理器 610 在 N_r 个接收到的信号上为非弥散 MIMO 信道(即带有平坦衰减)执行线性空间处理,在 N_r 个接收到的信号上为弥散 MIMO 信道(即带有频率选择性衰落)实现空间-时间处理。空间处理可能使用线性空

间处理技术获得, 诸如信道相关矩阵逆(CCMI)技术、最小均方误差(MMSE)技术以及其它。这些技术可能用于去除不期望的信号或最大化在存在噪声和来自其它信号的干扰情况下每个组成信号的接收到的 SNR。空间一时间处理可能使用线性空间一时间处理技术而实现, 诸如 MMSE 线性均衡器(MMSE-LE)、判决反馈均衡器(DFE)、最大似然序列估计器(MLSE)等。CCMI、MMSE、MMSE-LE 以及 DFE 技术在前述的美国专利申请序列号 09854235 中得到进一步描述。DFE 以及 MLSE 技术由 S.L.Ariyavistakul et al.在题为“Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference:Unified Analysis and Required Filter Span”论文中有详细描述, IEEE Trans. On communication, Vol. 7, 1999 年 7 月, 在此引入作为参考。

CSI 处理器 612 确定用于数据传输的每个传输信道的 CSI。例如, CSI 处理器 612 可能根据接收到的导频信号估计噪声协方差矩阵, 然后计算用于要解码的数据流的第 k 个传输信道的 SNR。SNR 可能类似常规的导频辅助单载波和多载波系统而被估计, 如在本领域内已知的。所有用于数据传输的传输信道的 SNR 可能包括报告回发射机系统的 CSI。CSI 处理器 612 可能进一步提供给选择器 614 一控制信号, 它能标识由该接收机处理级要恢复的特定数据流。

选择器 614 从空间/空间一时间处理器 610 接收多个码元流, 并抽取对应要解码的数据流的码元流, 如从 CSI 处理器 612 来的控制信号指明的。抽取的调制码元流然后提供给解调元件 614。

对图 6A 示出的实施例, 其中每个传输信道的数据流基于共同的编码和调制方案被独立编码和调制, 选定的传输信道恢复的调制码元根据解调方案被解调(例如 M-PSK、M-QAM), 该解调方案与用于传输信道的共同的调制方案互补。从解调元件 616 来的解调数据然后由解交织器 618 以与由信道交织器 614 执行的方式互补的方式解交织, 解交织的数据还进一步由解码器 620 以与编码器 612 实现的方式互补的方式解码。例如, 如果在发射机系统处实现 Turbo 或卷积编码, 则可能对解码器 620 使用 Turbo 解码器或 Viterbi 解码器。从解码器 620 来的经解码的数据流代表对被恢复的发射的数据流的估计。

图 6B 是干扰对消器 530x 的框图, 它是图 5 的干扰对消器 530 的一实施例。在干扰对消器 530x 内, 从同一级内的信道 MIMO/数据处理器 520 来的解码后数据流由信道数据处理器 628 重新编码、交织以及重新调制以提供重新调制的码元, 这是在 MIMO 处理和信道失真前在发射机系统处的对调制码元的估计。信

道数据处理器 628 执行在发射机系统处对数据流执行的同一处理(例如编码、交织以及调制)。重新调制的码元然后提供给信道仿真器 630, 它用估计的信道响应处理该码元以提供由于解码的数据流产生的干扰的估计 $\hat{i}^k$ 。信道响应估计可能根据导频和/或发射机系统发射的数据以及根据前述美国专利申请序列号 09/854235 内描述的技术导出。

干扰向量 $\hat{i}^k$ 内的 N_r 个元素对应由于在第 k 个发射天线上发射的码元流在 N_r 个接收天线的每个上接收到的信号的分量。向量的每个元素代表在相应接收到的调制码元流内的解码后的数据流产生的估计分量。这些分量是对在 N_r 个接收到的调制码元流内(即向量 r^k) 剩余(尚未检测到的)发射的信号干扰, 且由求和器 632 从接收到的信号向量 r^k 中被减去(即消去)以提供带有从去除的解码后数据流来的分量的修改后向量 r^{k+1} 。修改后的向量 r^{k+1} 提供作为到下一接收机处理级的输入向量, 如图 5 示出。

逐次对消接收机处理的各个方面在前述的美国专利申请序列号 09/854235 中有进一步详细描述。

图 7 是根据本发明的另一实施例能接收数据的 MIMO 接收机系统 350b 的框图。从(多达) N_t 个发射天线来的发射的信号由 N_r 个天线 352a 到 352r 的每个接收并路由到相应的解调器 354。每个解调器 354 对相应的接收到的信号调整、处理并数字化以提供采样, 然后提供这些采样给 RX MIMO/数据处理器 356b。

在 RX MIMO/数据处理器 356b 内, 提供每个接收天线的采样给相应的 FFT 处理器 710, 它生成接收到的采样的变换形式, 并提供相应的调制码元向量流。从 FFT 处理器 710a 到 710r 来的调制码元向量流然后提供给处理器 720。处理器 720 将从每个 FFT 处理器 710 来的调制码元向量流信道化为多个多达 N_L 个子信道码元流。处理器 720 还可能在子信道码元流上实现空间处理或空间一时间处理以提供处理后调制码元。

对在多个频率子信道和/或多个空间子信道上发射的每个数据流, 处理器 720 还将所有用于发射数据流的频率和空间子信道的调制码元组合成一个处理后调制码元流, 然后将其提供给数据流处理器 730。每个数据流处理器 730 实现与在发射机单元对数据流实现的互补的解调、解交织以及解码并提供相应的解码后数据流。

使用逐次对消接收机处理计算的接收机系统以及那些不使用逐次对消接收机处理计算的接收机系统可能用来接收、处理并恢复发射的数据流。一些能

处理在多个传输信道上接收到的信号的接收机系统在以上的美国专利申请序列号 09/776075、09/826481 中有描述, 以及美国专利申请序列号 09/532492 中也有描述, 它题为“HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”, 提交于 2000 年 3 月, 转让给本发明的受让人在此引入作参考。

获得发射机系统的 CSI

为简洁起见, 本发明的各个方面和实施例已在 CSI 由 SNR 组成的情况下作了描述。一般, CSI 可包括指示通信链路特性的任何信息类型。多种类型的信息可能提供作为 CSI, 其中一些例子在以下描述。

在一实施例中, CSI 由 SNR 组成, 后者作为信号功率与噪声加上干扰的功率之比导出。一般对用于数据传输的每个传输信道(例如每个发射数据流)估计并提供 SNR, 虽然也可能对多个传输信道提供集合 SNR。SNR 估计可能量化为带有特定比特数的值。在一实施例中, SNR 估计映射为 SNR 索引, 例如使用查找表。

在另一实施例中, CSI 由每个频率子信道的每个空间子信道的功率控制信息组成。功率控制信息可能包括每个传输信道的单个比特以指明对更多或更少功率的请求, 或它可能包括多个比特以指明请求的功率电平改变的幅度。在该实施例中, 发射机系统可能使用从接收机系统反馈来的功率控制信息以确定选择那些传输信道, 且对每个传输信道使用哪种功率。

在另一实施例中, CSI 由信号增益以及干扰加噪声功率组成。这两个分量可以分开导出并提供给用于数据传输的每个传输信道。

但在另一实施例中, CSI 由信号功率、干扰功率以及噪声功率组成。这三个分量被导出并提供给用于数据传输的每个传输信道。

在另一实施例中, CSI 由信号-噪声比加上每个可观察的干扰项的干扰功率列表。该信息可被导出并提供给用于数据传输的每个传输信道。

在另一实施例中, CSI 由矩阵形式的信号分量(例如对所有发射-接收天线对的 $N_T \times N_R$ 个复数项)以及矩阵形式的噪声加干扰分量(例如 $N_T \times N_R$ 个复数项)组成。发射机系统然后可能合适地为合适的发射-接收天线对组合信号分量以及噪声加干扰分量以导出用于数据传输的每个传输信道的质量(例如在接收机系统处接收到的每个发射的数据流的处理后 SNR)。

在另一实施例中，CSI 由每个发射数据流的数据速率指示符组成。用于数据传输的传输信道的质量可以在开始时确定（例如根据为该传输信道估计的 SNR）以及可以然后被标识对应于确定的信道质量的数据速率（例如根据查找表）。经标识的数据速率指示可能在传输信道对要求的性能水平发射的最大数据速率。该数据速率然后经映射并表示为数据速率指示符（DRI），后者可以经有效编码。例如，如果每个发射天线的发射机系统支持（多达）七种可能数据速率，则可能使用 3 比特值用于表示 DRI，其中例如零可指示零数据速率（即不使用发射天线）以及 1 到 7 可能用于指示七种不同的数据速率。在一般的实现中，质量测量（例如 SNR 估计）根据例如查找表直接被映射到 DRI。

在另一实施例中，CSI 由在发射机系统处对每个发射数据流使用的特定处理方案的指示组成。在该实施例中，该指示可能标识用于发射数据流的特定编码方案以及特定调制方案以获得期望的性能。

在另一实施例中，CSI 由传输信道的特定质量测量的差分指示符组成。开始时，确定传输信道的 SNR 或 DRI 或一些其它的质量测量并作为参考测量值被报告。此后，继续传输信道的质量监控，并确定上次报告的测量与当前测量之差。该差值可以量化为一个或更多的比特，且量化的差值映射为并由差分指示符表示，然后该指示符被报告。该差分指示符可指明以特定的步长大小增长或减少最近报告的测量（或维持最近报告的测量）。例如，该差分指示符可指明（1）特定的传输信道的观察到的 SNR 已增加或减少了某特定步长大小，或（2）数据速度应被调整某特定量，或作一些其它的改变。该参考测量可能周期性地发射以保证差分指示符内的误差和/或这些指示符的错误接收不会累积。

在另一实施例中，CSI 由每个可用传输信道的信道增益组成，该增益如在接收机系统处根据发射机系统发射的信号所估计的。

还可以使用其它形式的 CSI 并在本发明的范围内。一般，CSI 包括任何类型和形式的信息用于（1）选择一会产生最优或接近最优吞吐量的传输信道集合，（2）为每个选定的会产生等于或接近接收到 SNRs 的传输信道的加权因子，以及（3）为选定的传输信道导出最优或接近最优码率。

CSI 可以基于由从发射机系统发射并在接收机系统处接收到的信号而导出。在一实施例中，CSI 是基于包括在发射的信号中的导频参考而导出。或者或另外地，CSI 可以基于包括在发射信号内的数据导出。虽然数据可以只在选定的传输信道上发射，导频数据可以在未被选择的传输信道上发射以使得接收

机系统能估计信道特性。

在另一实施例中, CSI 由一个或多个从接收机系统发射到发射机系统的信号组成。在一些系统中,可能在上行链路和下行链路间存在一定的相关性(例如在时双工(TDD)系统中,其中上行链路和下行链路以时分多路复用方式共享同一频带)。在这些系统中,可能根据下链路的质量来估计上行链路的质量(到必须的精确度),反之亦然,可能根据来自接收机系统的发射的信号(例如导频信号)而估计。导频信号是一种发射机系统能估计在接收机系统处观察到的 CSI 的方法。对该种类型的 CSI,不需要报告信道特性。

信号质量可能在发射机系统处根据各种技术而被估计。其中一些技术在以下专利中有描述,这些专利转让给本发明的受让人,并在此引入作参考:

- 美国专利号 5799005,题为“SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM”,提交于 1998 年 8 月 25 日,

- 美国专利号 5903554,题为“METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM”,提交于 1999 年 5 月 11 日,

- 美国专利号 5056109 以及 5265119,两者均题为“SYSTEM AND METHOD FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM”,相应提交于 1991 年 10 月 8 日和 1993 年 11 月 23,

- 美国专利号 6097972,题为“METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM”,提交于 2000 年 8 月 1 日。

根据导频信号或数据传输估计单个传输信道的方案还可以在本领域内的多篇论文中找到。一种该种信道估计方法由 F.Ling 在其论文中描述,题为“Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications”,IEEE Transaction On Communication, 1999 年 10 月。

各种类型的 CSI 的信息以及各种 CSI 报告机制还在美国专利申请序列号 08963386 中描述,题为“METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION”,提交于 1997 年 11 月 3 日,转让给本发明的受让人,还在“TIE/EIA/IS-856 cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface

Specification” 内有描述，两者同时在此引入作为参考。

CSI 可能使用各种 CSI 传输方案报告回发射机。例如，CSI 可能以全或差分形式或以它们的组合方式发送。在一实施例中，CSI 被周期性地报告，且根据先前发送的 CSI 发送差分的更新。在另一实施例中，CSI 只在有变化时发送（例如如果变化超过某特定阈值），这可能降低反馈信道的有效速率。作为一例，可能在 SNRs 有变化时将其送回（例如以差分形式）。对 OFDM 系统（采样或不采用 MIMO），可能使用频域内的相关以减少反馈回的 CSI 的量。作为 OFDM 系统的一例，如果对应于 M 个频率子信道的特定空间子信道的 SNR 相同，则可能报告该条件成立的 SNR 以及第一和最后频率子信道。还可能使用其它为减少反馈的 CSI 的数据量的压缩或反馈信道差错恢复技术，且在本发明范围内。

参考图 3，由 RX 信道/数据处理器 356 确定的 CSI（例如接收到的 SNR）提供给 TX 数据处理器 362，它处理 CSI 并提供处理后的数据给一个或多个调制器 354。调制器 354 进一步对处理后的数据调整并将 CSI 通过反向信道发送回发射机系统 310。

在系统 310 处，由天线 324 接收发射的反馈信号，由解调器 322 解调，并提供给 RX 数据处理器 332。RX 数据处理器 332 实现与 TX 数据处理器 362 实现的处理互补的处理并恢复被报告的 CSI，然后将其提供给控制器 334。

控制器 334 使用该报告的 CSI 以执行多种功能，包括（1）选择用于数据传输的 N_s 个最佳可用传输信道集合，（2）确定要用于在选定的传输信道上数据传输的编码和调制方案，以及（3）确定用于选定的传输信道的加权。控制器 334 或可根据一些其它的性能准则或度量选择传输信道以获得高吞吐量，且还可进一步确定用于选择传输信道的阈值，如上所述。

可用于数据传输的传输信道的特性（例如信道增益或接收到的 SNRs）可以根据以上描述的各种技术而确定，并提供给发射机系统。发射机系统然后可以使用该信息而选择 N_s 个最佳传输信道的集合，对数据进行合适地编码和调制，进一步对调制码元加权。

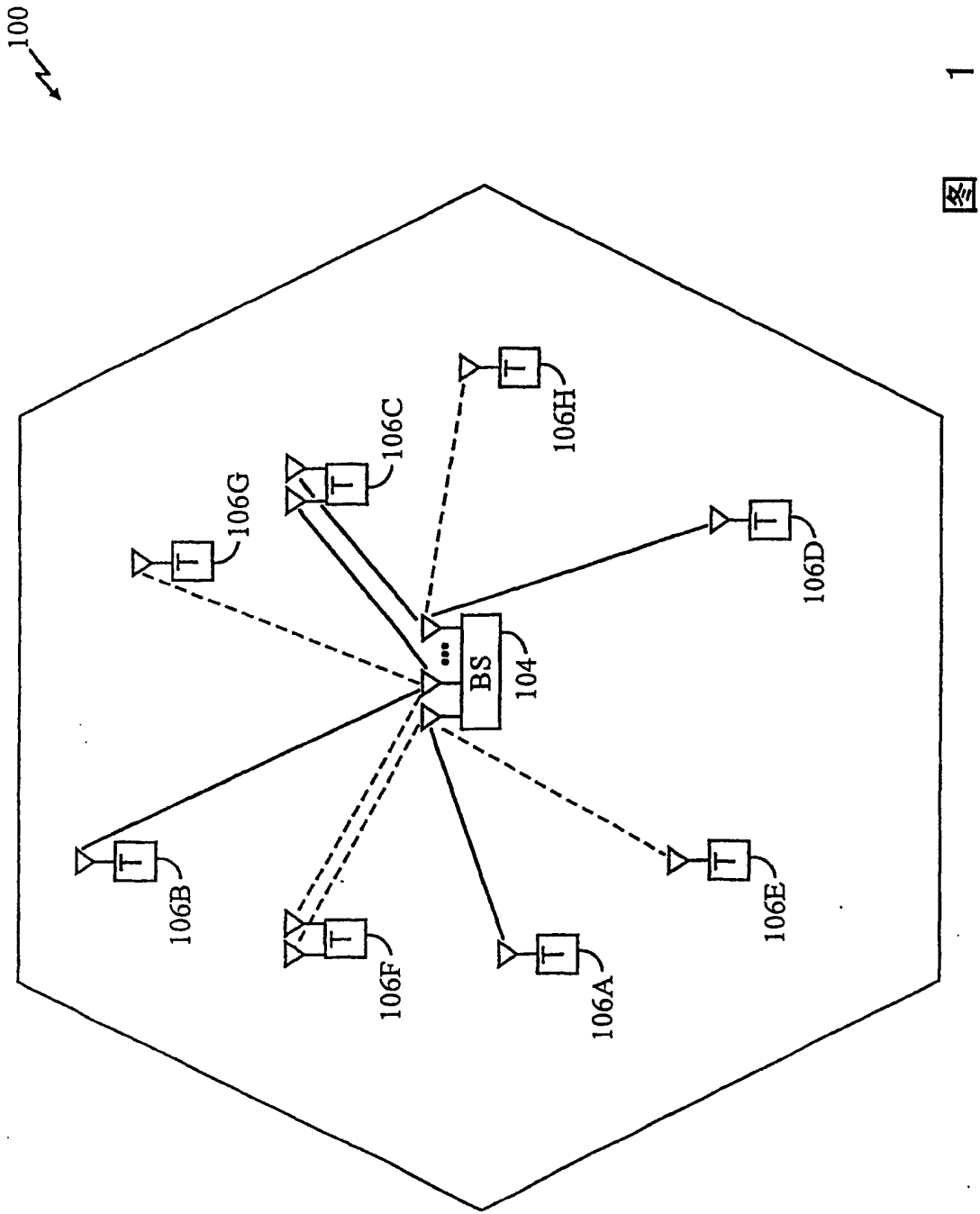
在此描述的技术可以用于在下行链路上从基站到一个或多个终端的数据传输，且也可以用于在上行链路上从一个或多个终端的每个到基站的数据传输。对下行链路，图 3 和 4A 到 4D 的发射机系统 310 可以代表基站的一部分且图 3、5 和 6 内的接收机系统 350 可以代表终端的一部分。对于上行链路，图 3 和 4A 到 4D 的发射机系统 310 可能代表终端的一部分，且图 3、5 和 6 内的接

收机系统 350 可能代表基站的一部分。

发射机和接收机系统的元件可能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(FPGA)、可编程逻辑器件、其它电子元件或任何以上的组合而实现。在此描述的一些功能和处理还可能用在处理器上执行的软件来实现。本发明的一些方面还可能使用软件和硬件组合实现。例如，确定阈值 α 并选择传输信道的计算可能根据处理器(图 3 的控制器 334)上执行的程序代码而实现。

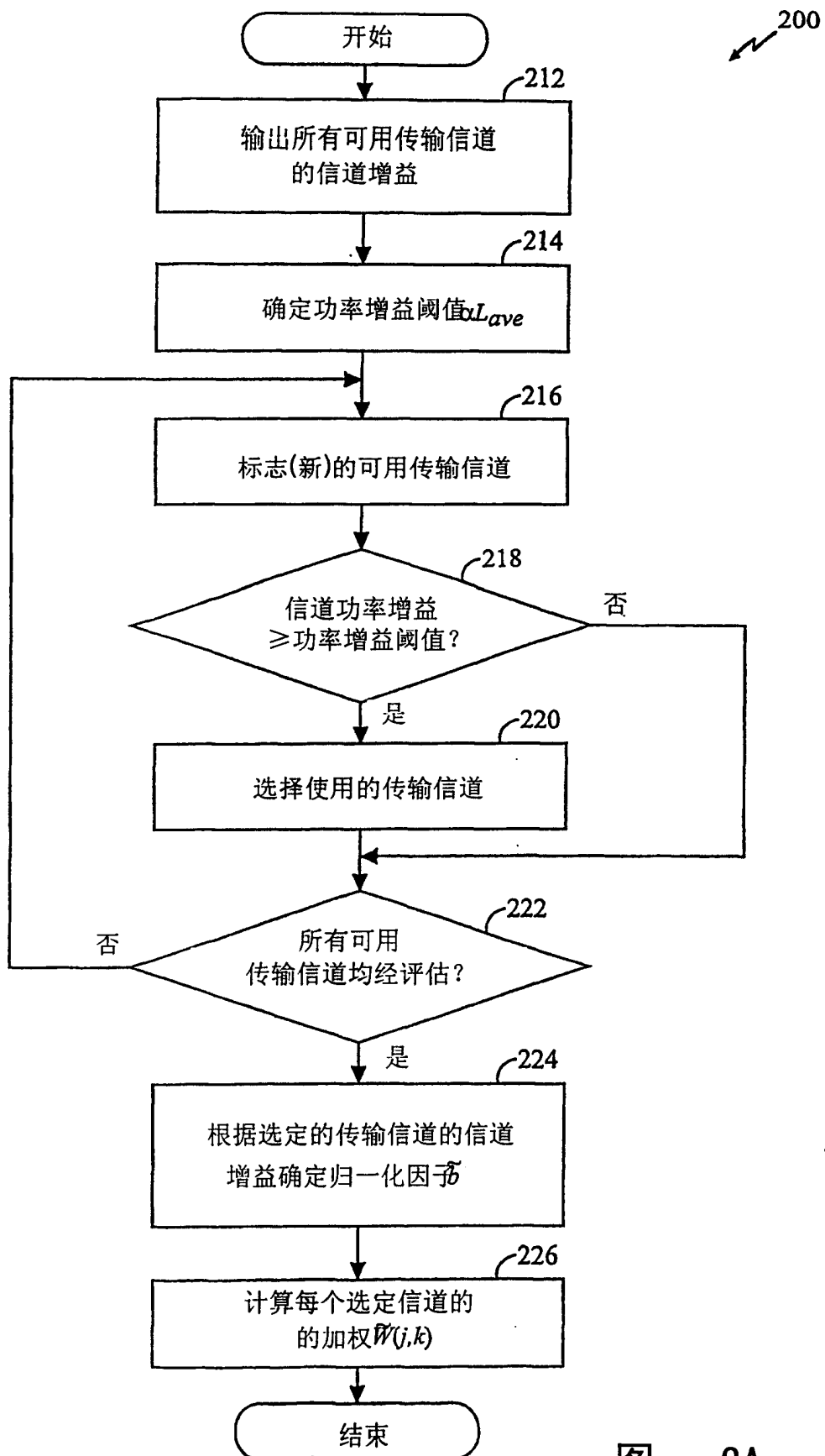
在此包括的标题仅作参考并帮助定位一些部分。这些标题不是为了限制之后描述的发明范围，这些概念在整个说明中还可以应用于其它部分。

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。



1

图



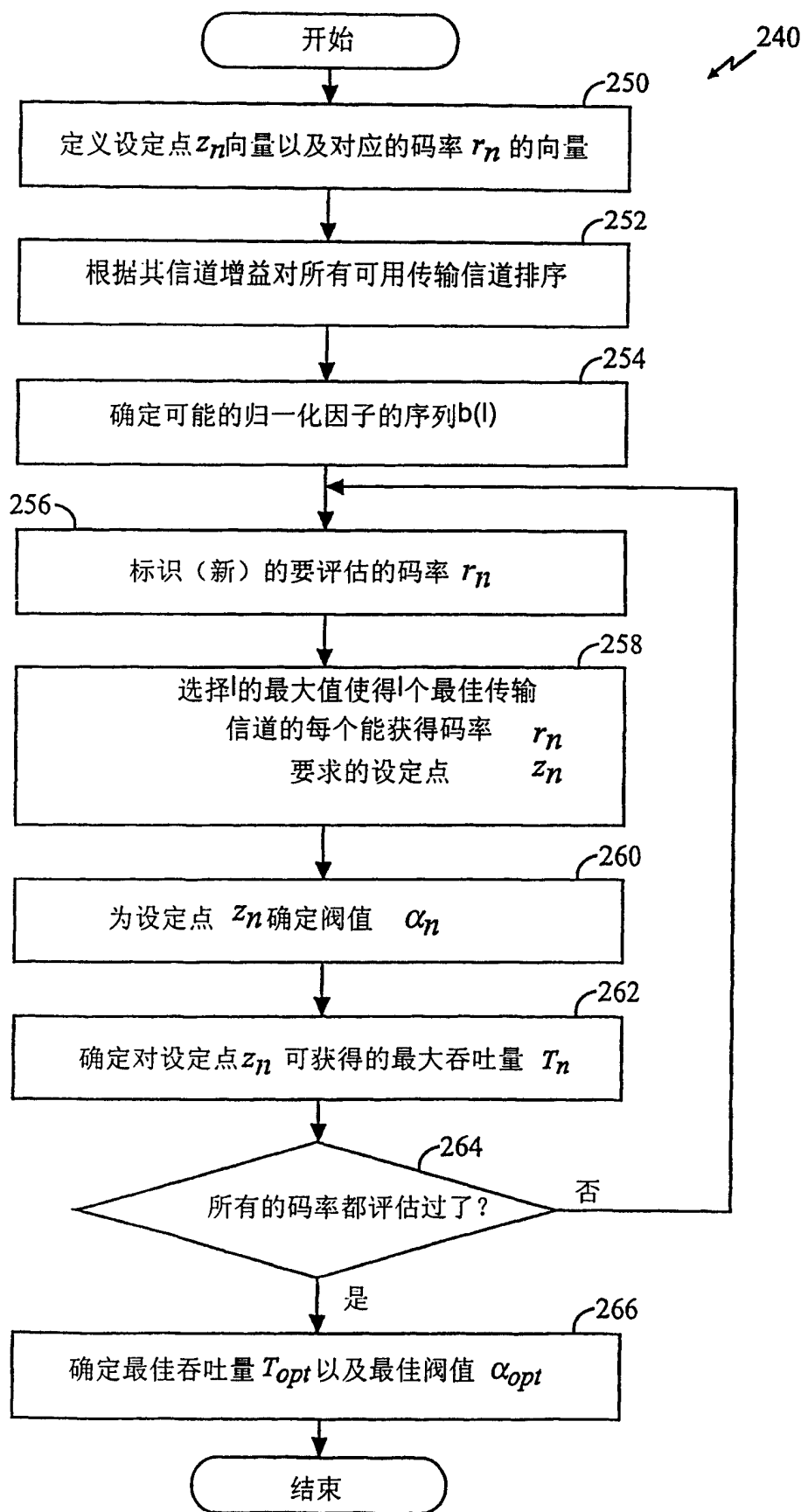
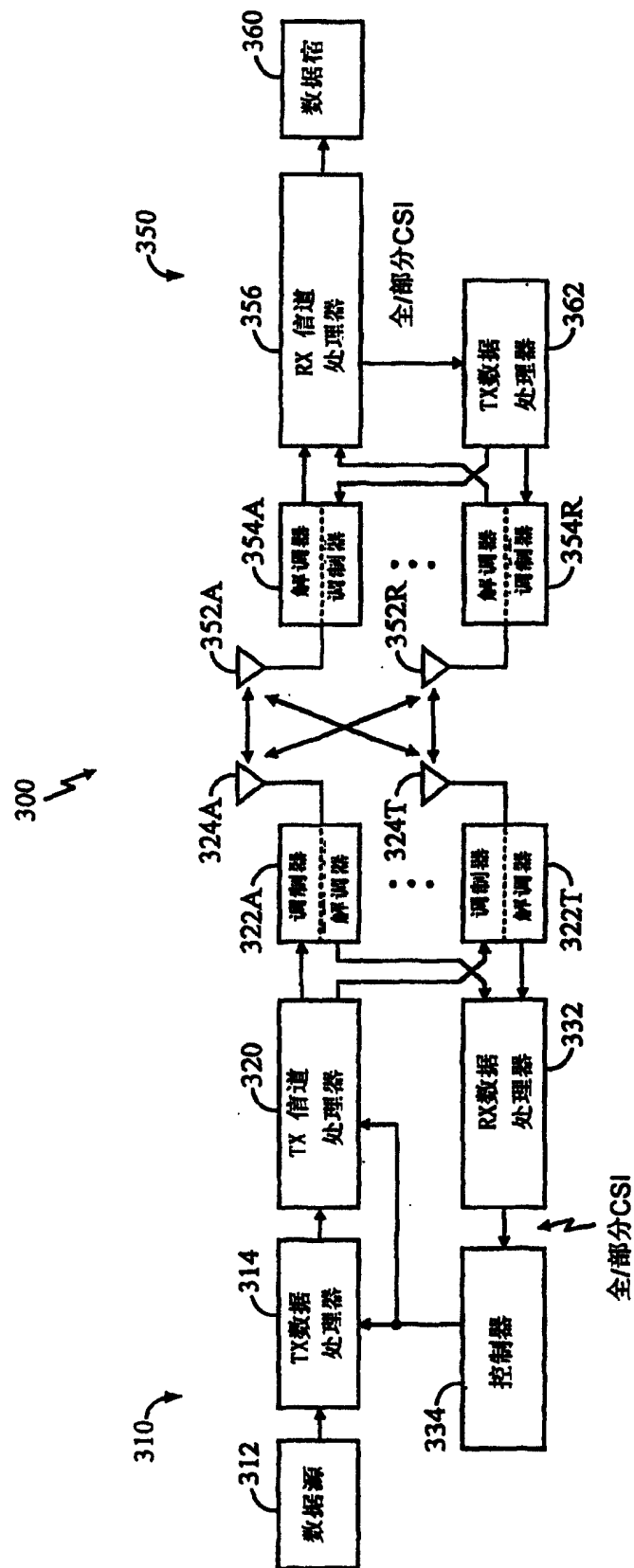
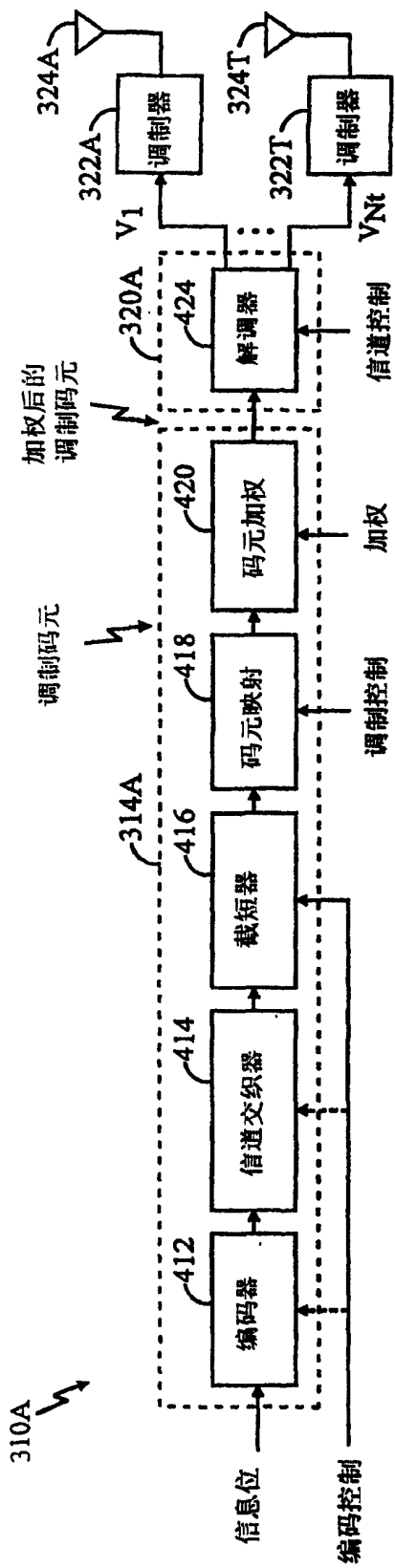


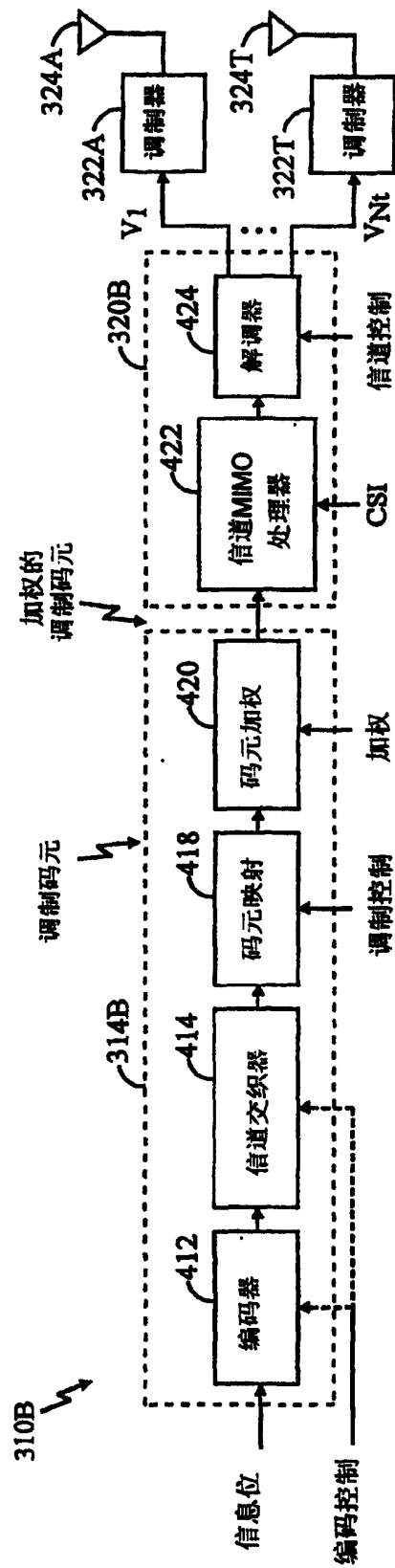
图 2B



3



4A



4B 图

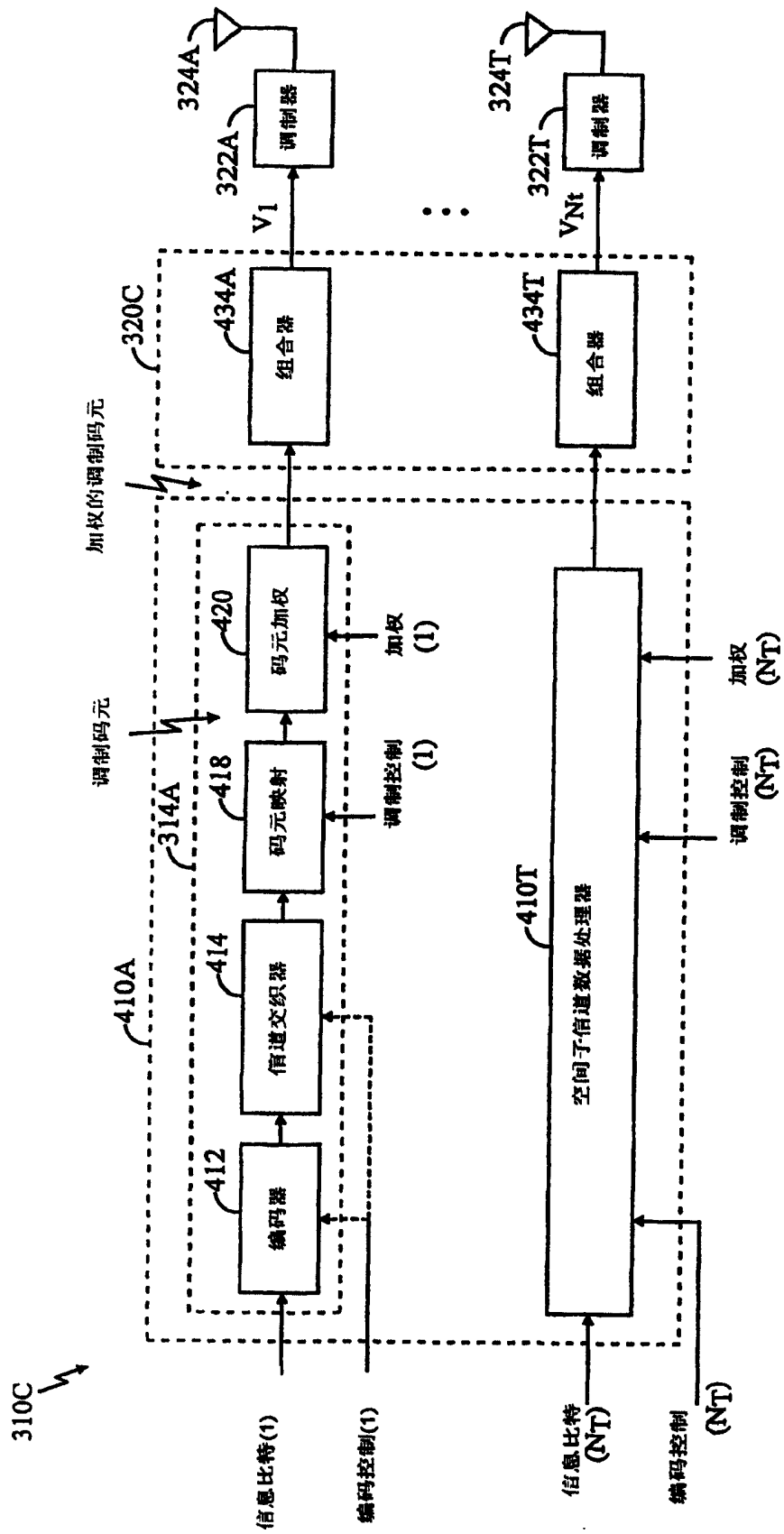
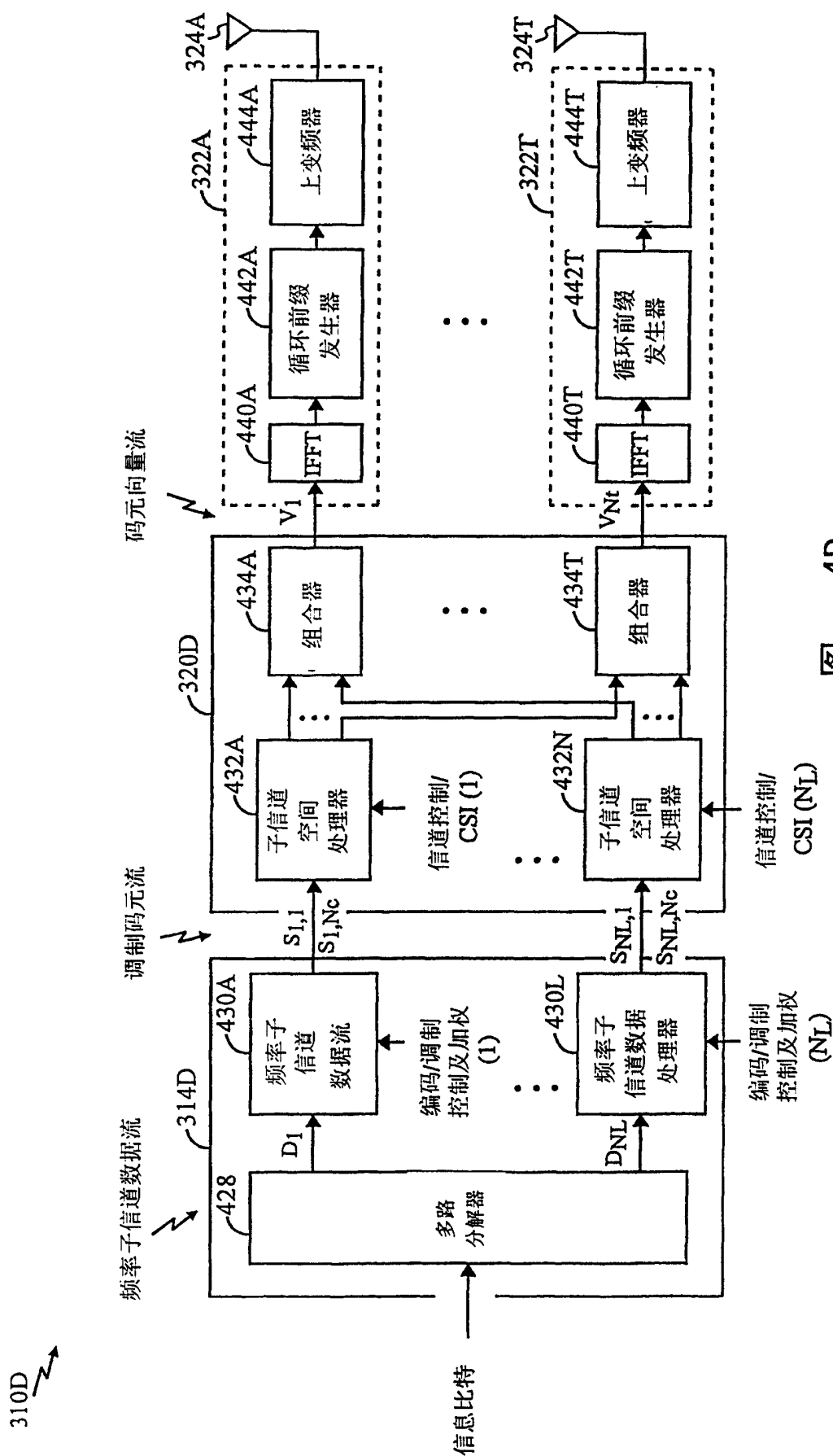


图 4C



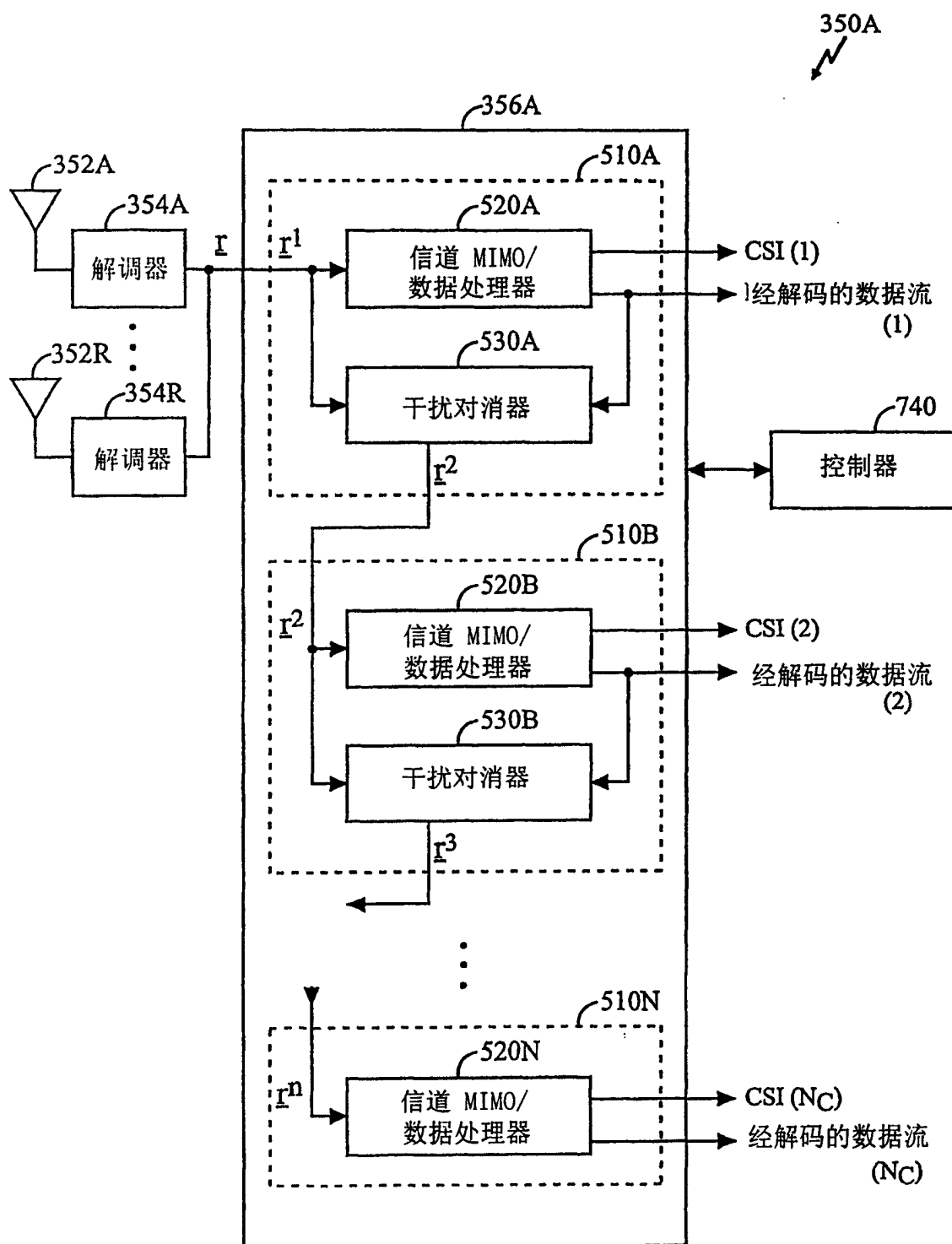


图 5

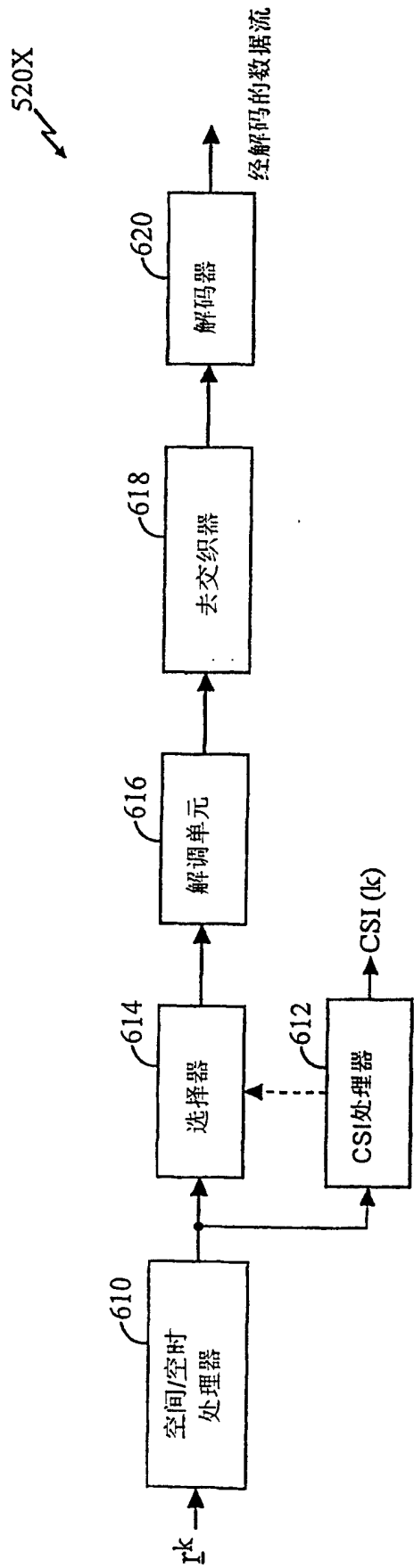


图 6A

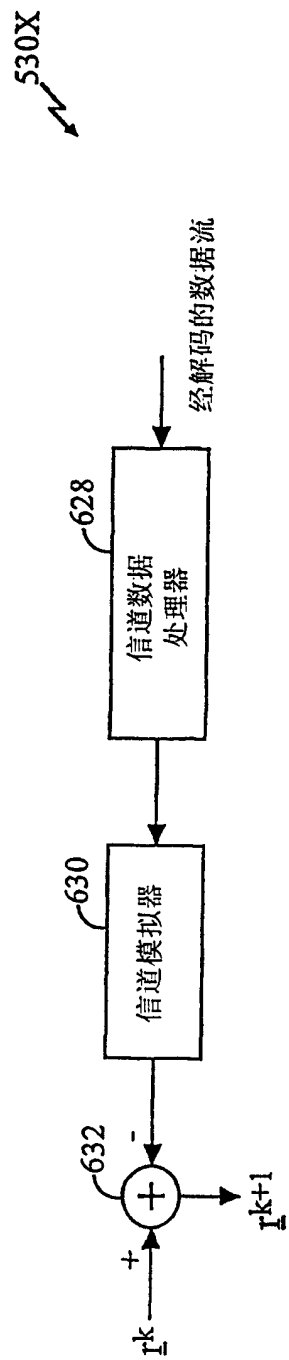


图 6B

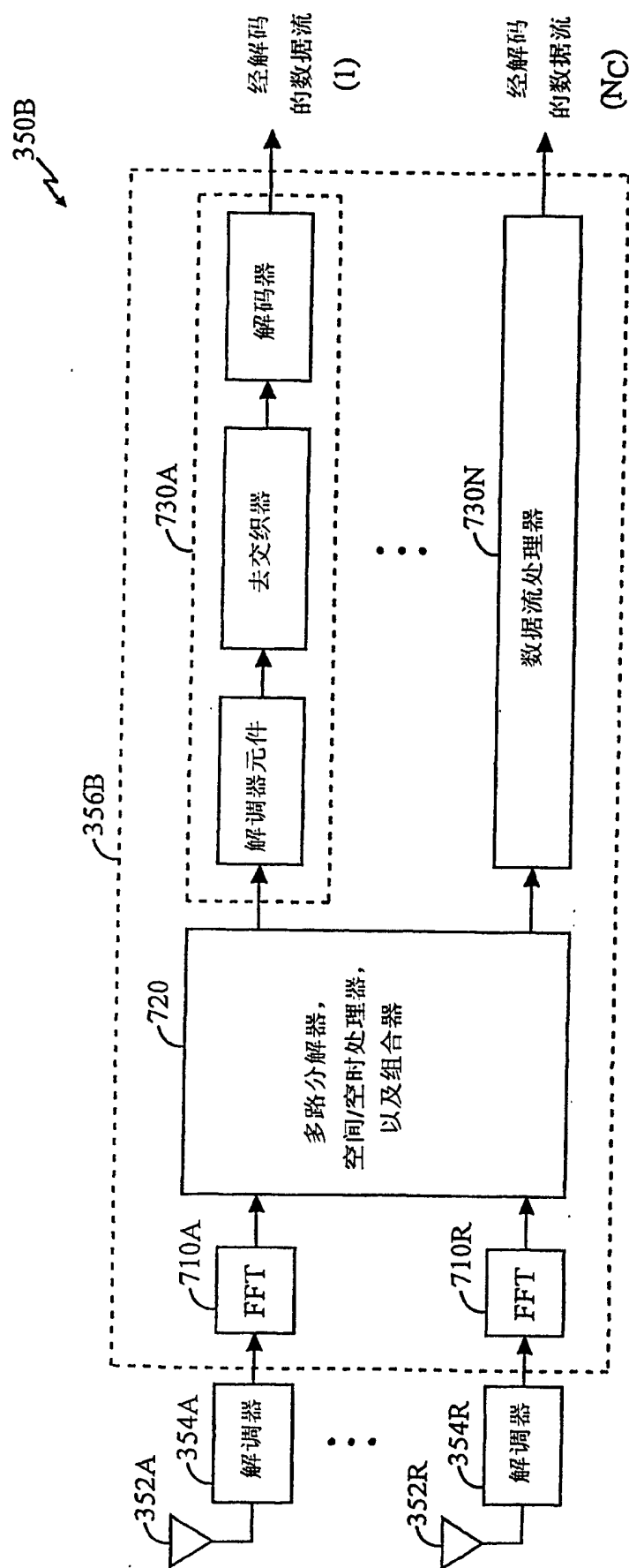


图 7