



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02827797.X

[43] 公开日 2005 年 5 月 18 日

[11] 公开号 CN 1618194A

[22] 申请日 2002.12.3 [21] 申请号 02827797.X

[30] 优先权

[32] 2001.12.7 [33] US [31] 10/017,308

[86] 国际申请 PCT/US2002/038671 2002.12.3

[87] 国际公布 WO2003/050968 英 2003.6.19

[85] 进入国家阶段日期 2004.8.2

[71] 申请人 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 M·华莱士

S·J·海华德 J·R·沃尔顿

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

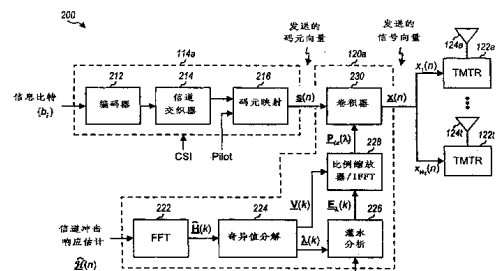
代理人 李家麟

权利要求书 8 页 说明书 25 页 附图 5 页

[54] 发明名称 MIMO 系统的带有信道本征模式分解的时域发射和接收处理

[57] 摘要

一种技术，用于处理在发射机和接收机处的数据传输。在一方面，提供时域实现，该实现使用频域奇异值分解和“灌水”以在发射机和接收机处导出脉冲成形和波束操纵解。在发射机处实现奇异值分解以确定 MIMO 信道的本征模式（即空间子信道）并导出用于“预调整”调制码元的第一操纵向量集合。奇异值分解还在接收机处实现以导出用于对接收到的信号进行预调整的第二操纵向量集合，使得在接收机处恢复正交码元流，这可以大大简化接收机处理。灌水分析用于更优化地将总可用发送功率分配到本征模式，分配的发射功率然后可以确定为每个本征模式要使用的数据速率和编码以及调制方案。



1. 一种在多输入多输出(MIMO)通信系统内发送数据的方法,其特征包括:
根据一个或多个编码方案对数据进行编码以为在MIMO信道内的多个传输信道提供编码后的数据;

根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流;

部分基于MIMO信道的估计的响应导出脉冲成形矩阵;

基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流预调整以导出多个经预调整的信号; 以及

在MIMO信道上发送多个经预调整的信号。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征还包括:

为MIMO信道确定估计的信道响应矩阵; 以及

将估计的信道响应矩阵进行分解以获得本征向量矩阵的第一序列和奇异值矩阵的第二序列, 以及

其中脉冲成形矩阵是基于矩阵的第一和第二序列而导出。

3. 如权利要求2所述的方法,其特征包括估计的信道响应矩阵在频域内给出, 且在频域内分解。

4. 如权利要求2所述的方法,其特征包括估计的信道响应矩阵基于奇异值分解而被分解。

5. 如权利要求2所述的方法,其特征包括估计的信道响应矩阵包括多个本征模式, 且其中与奇异值相关的低于一特定阈值的本征模式不被选择用于数据传输。

6. 如权利要求2所述的方法,其特征包括第二序列内的每个矩阵内的奇异值经随机排序, 使得估计的信道响应矩阵的本征模式与大致相等的发射功率相关。

7. 如权利要求2所述的方法,其特征还包括:

基于奇异值的矩阵的第二序列, 导出第三矩阵序列, 所述序列带有指明分配

给估计的信道响应矩阵的本征模式的发射功率的值；以及

其中，脉冲成形矩阵是基于矩阵的第一和第三序列被导出。

8. 如权利要求 7 所述的方法，其特征在于第三矩阵序列基于灌水分析而导出。

9. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于脉冲成形矩阵包括多个时域值序列，且其中预调整是在时域内通过将多个调制码元流与脉冲成形矩阵卷积而实现。

10. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于脉冲成形矩阵包括多个频域值，且其中预调整在频域内通过将多个经转换的调制码元流与脉冲成形矩阵相乘而实现。

11. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于脉冲成形矩阵被导出以通过将更多的发射功率分配到带有较高的信号对噪声加干扰比(SNR)的传输信道而最大化容量。

12. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于脉冲成形矩阵被导出以为多个调制码元流提供大致相等的接收到的信号对噪声加干扰比(SNR)。

13. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于对每个传输信道使用分开的编码和调制方案。

14. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于对所有的传输信道使用共同的编码和调制方案。

15. 一种方法，用于在多输入多输出(MIMO)通信系统中发送数据，其特征在于包括：

根据一个或多个编码方案对数据进行编码以为在 MIMO 信道内多个传输信道提供编码后的数据；

根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流；

为 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵；

分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量的矩阵的第一序列以及奇异值矩阵的第二序列；

基于奇异值的矩阵的第二序列，导出第三矩阵序列，所述序列带有指明分配给估计的信道响应矩阵的本征模式的发射功率的值；

基于第一和第三矩阵序列导出脉冲成形矩阵；

基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流进行预调整以导出多个经预调整的信号；以及

在 MIMO 信道上发送多个经预调整的信号。

16. 通信耦合到数字信号处理设备 (DSPD) 的存储器，所述数字信号处理设备能解释数字信号以：

根据一个或多个编码方案对数据进行编码以为在 MIMO 信道内多个传输信道提供编码后的数据；

根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流；

部分基于 MIMO 信道的估计的响应导出脉冲成形矩阵；以及

基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流预调整以导出多个经预调整的信号用于在 MIMO 信道上传输。

17. 一种在多输入多输出 (MIMO) 通信系统内接收数据传输的方法，其特征在于包括：

为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵；

分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列；

基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵；以及

基于脉冲成形矩阵对多个接收到的信号进行预调整以获得多个接收到的码元流。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于预调整是基于时域脉冲成形矩阵在时域内实现的。

19. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于预调整在频域内实现，其特征在于包括：

将多个接收到的信号转换到频域；

将经转换的接收到信号与频域脉冲成形矩阵相乘以导出多个经预调整的信号；以及

将多个经预调整的信号转换到时域以获得多个接收到的码元流。

20. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于预调整正交化了多个接收到的码元流。

21. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于还包括：

对多个接收到的码元流进行均衡，以导出多个恢复的码元流。

22. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于均衡对每个接收到的码元流分开进行。

23. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于均衡是基于最小均方误差线性均衡器(MMSE-LE)而实现。

24. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于均衡是基于判决反馈(DFE)均衡器而实现。

25. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于均衡是基于最大似然序列估计(MLSE)均衡器而实现。

26. 如权利要求 21 所述的方法，其特征在于还包括：

根据一个或多个解调方案对多个恢复的码元流进行解调以提供多个已解调数据流；以及

根据一个或多个解码方案对多个已解码数据流解码以提供解码后数据。

27. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于还包括：

导出信道状态信息(CSI)，所述 CSI 包括估计的信道响应矩阵以及 MIMO 信道的多个传输信道的信号对噪声和干扰比(SNR)；以及

将 CSI 发送回数据传输的发射机。

28. 一方法，用于在多输入多输出(MIMO)通信系统内接收数据传输，其特征在于：

为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵；

分解估计的信道响应矩阵，以获得本征向量矩阵的第一序列；

基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵；

基于脉冲成形矩阵对接收到的多个信号预调整以获得多个接收到的码元流；

对多个接收到的码元流进行均衡以导出多个经恢复的码元流；

根据一个或多个解调方案对多个恢复的码元流进行解调，以提供多个已解调的数据流；以及

根据一个或多个解码方案对多个解调数据流解码以提供解码后的数据。

29. 通信耦合到数字信号处理设备(DSPD)的存储器，所述数字信号处理设备能解释数字信号以：

为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵；

分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列；

基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵；以及

基于脉冲成形矩阵对多个接收到的信号预调整以获得多个接收到的码元流。

30. 在多输入多输出(MIMO)通信系统内的发射机单元，其特征在于包括：

TX 数据处理器，用于根据一个或多个编码方案对数据编码以为 MIMO 信道内的多个传输信道提供编码后的数据，并且根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流；

TX MIMO 处理器，用于部分基于 MIMO 信道估计的响应导出脉冲成形矩阵，并基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流预调整以提供了多个经预调整的信号；以及一个或多个发射机，用于在 MIMO 信道上调整并发送多个经预调整的信号。

31. 如权利要求 30 所述的发射机单元，其特征在于 TX MIMO 处理器进一步用于为 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵，分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列以及奇异值矩阵的第二序列，并基于矩阵的第一和第二序列导出

脉冲成形矩阵。

32. 如权利要求 31 所述的发射机单元，其特征在于 TX MIMO 处理器进一步用于在频域内使用奇异值分解来分解估计的信道响应矩阵。

33. 如权利要求 31 所述的发射机单元，其特征在于 TX MIMO 处理器进一步用于基于奇异值矩阵的第二序列导出一些值的矩阵的第三序列，所述值指明分配给估计的信道响应矩阵的本征模式的发射功率，并基于矩阵的第一和第三序列导出脉冲成形矩阵。

34. 多输入多输出(MIMO)通信系统中的发射机装置，其特征在于包括：

一装置，用于根据一个或多个编码方案对数据进行编码以为在 MIMO 信道内多个传输信道提供编码后的数据；

一装置，用于根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流；

一装置，用于部分基于 MIMO 信道的估计的响应提供脉冲成形矩阵；

一装置，用于基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流预调整以导出多个经预调整的信号；以及

一装置，用于在 MIMO 信道上发送多个经预调整的信号。

35. 一用于多输入多输出(MIMO)通信系统中的数字信号处理器，其特征在于包括：

一装置，用于根据一个或多个编码方案对数据进行编码以为在 MIMO 信道内多个传输信道提供编码后的数据；

一装置，用于根据一个或多个调制方案对编码后的数据进行调制以提供多个调制码元流；

一装置，用于部分基于 MIMO 信道的估计的响应提供脉冲成形矩阵；

一装置，用于基于脉冲成形矩阵对多个调制码元流预调整以导出多个经预调整的信号。

36. 在多输入多输出(MIMO)通信系统内的接收机单元，其特征在于包括：

RX MIMO 处理器，用于为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵，分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列，并基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵，并基于脉冲成形矩阵对多个接收到的信号进行预调整以获得多个接收到的码元流；以及

RX 数据处理器，用于根据一个或多个解调方案对多个接收到的码元流进行解调，并根据一个或多个解码方案对多个已解调数据流进行解码以提供解码后数据。

37. 如权利要求 36 所述的接收机单元，其特征在于所述 RX MIMO 处理器包括：均衡器，用于均衡多个接收到的码元流以提供多个恢复的码元流；以及其中 RX 数据处理器用于对多个恢复的码元流解调并解码以提供解码后的数据。

38. 如权利要求 37 所述的接收机单元，其特征在于均衡器是最小均方误差线性均衡器 (MMSE-LE)。

39. 如权利要求 37 所述的接收机单元，其特征在于均衡器是判决反馈 (DFE) 均衡器。

40. 如权利要求 37 所述的接收机单元，其特征在于均衡器是最大似然序列估计 (MLSE) 均衡器。

41. 如权利要求 37 所述的接收机单元，其特征在于所述均衡器用于分开对每个接收到的码元流均衡。

42. 在多输入多输出 (MIMO) 通信系统内的接收机装置，其特征在于包括：
一装置，用于为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵；
一装置，用于分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列；
一装置，用于基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵；以及
一装置，用于基于脉冲成形矩阵对多个接收到的信号进行预调整以获得多个接收到的码元流。

43. 在多输入多输出(MIMO)通信系统内一数字信号处理器, 其特征在于包括:

- 一装置, 用于为用于数据传输的 MIMO 信道确定估计的信道响应矩阵;
- 一装置, 用于分解估计的信道响应矩阵以获得本征向量矩阵的第一序列;
- 一装置, 用于基于矩阵的第一序列导出脉冲成形矩阵; 以及
- 一装置, 用于基于脉冲成形矩阵对多个接收到的信号进行预调整以获得多个接收到的码元流。

MIMO 系统的带有信道本征模式分解的时域发射和接收处理

背景

领域

本发明一般涉及数据通信，尤其是多输入多输出(MIMO)通信系统带有信道本征模式分解的用于时域发射和接收处理。

背景

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

多输入多输出(MIMO)通信系统使用多个(N_T)发射天线和多个 N_R 接收天线进行数据传输。由 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可能被分解为 N_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。如果使用由多个发射和接收天线建立的附加维数，则 MIMO 系统能提供改善的性能(例如增加的传输容量)。

宽带 MIMO 系统的空间子信道在其带宽上经历不同的信道条件(例如不同的衰落和多径效应)，且可能在总系统带宽的不同频率(即不同频率区段或子带)处获得不同的信号对噪声加干扰比(SNR)。所以，对于特定性能水平，在每个空间子信道的不同频率区段处可以发送的每调制码元的信息比特数(即数据速率)在每个区段不同。而且，信道条件随着时间改变。结果是，空间子信道的区段支持的数据速率也随着时间改变。

为了抗宽带信道的频率选择特性(即对于不同的区段信道增益不同)，可以使用正交频分复用(OFDM)以有效地将系统带宽分成多个(N_F)子带(这可以被称为频率区段或子信道)。在 OFDM 内，每个频率子信道与相应的子载波相关联，

在子载波上调制数据，因此可以视为独立的传输信道。

编码的通信系统内的关键挑战在于基于信道条件选择合适的数据速率和编码和调制方案以用于数据传输。该选择过程的目标是最大化吞吐量，而同时符合质量目标，该目标可以通过特定帧差错率(FER)、一定等待时间准则而被定量化。

一种直接的选择数据速率和编码以及调制方案的技术是根据每个空间子信道的传输能力“比特载入”每个空间子信道的每个频率区段，其中传输能力可以通过区段的短期平均 SNR 而被定量化。然而，该技术有几个重要缺点。首先，为每个空间子信道的每个区段独立编码和调制大大增加了在发射机和接收机处的处理复杂度。第二，为每个区段独立编码大大增加了编码和解码延时。第三，需要高反馈速率以发送指示每个区段的信道条件的信道状态信息(CSI)(例如，增益、相位和 SNR)。

领域内有一种在编码的 MIMO 系统内获得高吞吐量的要求，而同时不需要单独地对空间子信道的不同频率区段编码。

概述

本发明的各方面提供一些技术，用于处理 MIMO 系统的发射机和接收机处的数据传输，使得能在不需要对不同频率区段独立编码/调制情况下获得高性能(例如高吞吐量)。在一方面，在此提供时域实现，该实现使用频域奇异值分解和“灌水”以在发射机和接收机处导出脉冲成形和波束操纵解。在发射机处实现奇异值分解以确定 MIMO 信道的本征模式(即空间子信道)并导出用于“预调整”调制码元的第一操纵向量集合。奇异值分解还在接收机处实现以导出用于对接收到的信号进行预调整的第二操纵向量集合，使得在接收机处恢复正交码元流，这可以大大简化接收机处理。灌水分析用于更优化地为 MIMO 系统将总可用发送功率分配到 MIMO 信道的本征模式。分配的发射功率然后可以确定为每个本征模式要使用的数据速率和编码以及调制方案。

在发射机处，数据开始时根据一个或多个编码方案经编码以提供编码后数据，这然后根据一个或多个调制方案经调制以提供多个调制码元流(例如每本征模式一个流)。确定 MIMO 信道的估计信道响应矩阵(例如在接收机处并发送到发射机)并经分解(例如在频域内使用奇异值分解)以获得(右)本征向量矩阵的第一序列以及奇异值矩阵的第二序列。灌水分析可以基于奇异值矩阵而实

现，以导出指示分配给 MIMO 信道的本征模式的发射功率的值矩阵的第三序列。发射机的脉冲成形矩阵然后基于矩阵的第一和第三序列而导出。脉冲成形矩阵包括用于对调制码元流进行预调整的操纵向量，以获得多个经预调整的信号，这些信号然后在 MIMO 信道上被发送到接收机。

在接收机处，还确定估计的信道响应矩阵，且该矩阵被分解以获得(左)本征向量的第四序列，该序列然后被用于导出接收机的脉冲成形矩阵。多个信号在接收机处被接收并基于该脉冲成形矩阵经预调整，以获得多个接收到的码元流。每个接收到的码元流可以经均衡以获得对应的恢复的码元流，该流然后经解调并解码以恢复发送的数据。

本发明的各个方面和实施例进一步以下描述。本发明还进一步提供方法、数字信号处理器、发射机和接收机单元以及实现本发明的各个方面、实施例和特征的其他装置和元件，如以下详述。

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，附图中相同的符号具有相同的标识，其中：

图 1 是 MIMO 系统的发射机系统和接收机系统实施例的框图；

图 2 是能实现本发明的各个方面和实施例的发射机单元的实施例框图；

图 3 是能实现本发明的各个方面和实施例的接收机单元的实施例框图；

图 4A 和 4B 是最小均方误差线性均衡器(MMSE-LE)相应的等效信道模型和实现框图；以及

图 5A 和 5B 是判决反馈均衡器(DFE)相应的等效信道模型和实现。

详细描述

在此描述的用于处理在发射机和接收机处的数据传输的技术可以用于各种无线通信系统。为了简洁，本发明的各个方面和实施例特别为多输入多输出(MIMO)通信系统描述。

MIMO 系统使用多个(N_T)发射天线和多个 N_R 接收天线进行数据传输。由 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线形成的 MIMO 信道可能被分解为 N_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(或传输信道)。空间子信道的数目由 MIMO 信道的本征模式数确定，本征模式数相

应地取决于描述 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线间的响应的信道响应矩阵。

图 1 是发射机系统 110 和接收机系统 150 的实施例框图，它们能实现本发明的各个方面和实施例。

在发射机系统 110 处，从数据源 112 提供话务数据到发射 (TX) 数据处理器 114，该处理器基于一个或多个编码方案对话务数据进行格式化、编码以及交织以提供编码后的数据。编码后的话务数据然后可以与导频数据经多路复用，例如在所有或要发送的数据流的子集内采用时分复用 (TDM) 或码分复用 (CDM)。导频数据一般是以已知方式处理的已知的数据模式。经多路复用的导频和编码后话务数据然后基于一个或多个调制方案经调制 (即码元映射) 以提供调制码元，每个要用于数据传输的每个空间子信道一个调制码元流。每个空间子信道的数据速率、编码、交织和调制由控制器 130 提供的控制而确定。

调制码元然后被提供给 TX MIMO 处理器 120 并经进一步处理。在特定实施例中，TX MIMO 处理器 120 的处理包括 (1) 为 MIMO 信道确定估计的信道频率响应矩阵，(2) 将估计的信道频率响应矩阵分解以确定 MIMO 信道的本征模式，并为发射机导出“操纵”向量集合，对于每个空间子信道上发送的调制码元流一个向量，(3) 基于操纵向量和指示分配给本征模式的能量 (即发射功率) 的对角线矩阵导出一发送空时脉冲成形矩阵，以及 (4) 用脉冲成形矩阵对调制码元进行预调整 (即卷积) 以导出经预调整地调制码元。TX MIMO 处理器 120 的处理在以下详细描述。多达 N_T 个经预调整的调制码元流被提供给发射机 (TMTR) 122a 到 122t。

每个发射机 122 将接收到的经预调整的调制码元流转换成一个或多个模拟信号，并对模拟信号进一步经调整 (例如放大、滤波以及正交调制) 以生成用于在 MIMO 信道上适于传输的已调信号。来自每个发射机 122 的已调信号然后通过相应的天线 124 发送到接收机系统。

在接收机系统 150 处，发送的已调信号由 N_R 个天线 152a 到 152r 接收，并且来自每个天线 152 的接收到信号提供给相应的接收机 (RCVR) 154。每个接收机 154 对接收到的信号调整 (例如滤波、放大以及下变频) 并将经调整的信号数字化以提供相应的采样流。RX MIMO 处理器 160 然后接收并处理 N_R 个采样流以提供 N_T 个经恢复的调制码元流。在一实施例中，RX MIMO 处理器 160 的处理可以包括 (1) 为 MIMO 信道确定估计的信道频率响应矩阵，(2) 分解估计的信道频率响应矩阵以为接收机导出一操纵向量集合，(3) 基于操纵向量导出一接收空

时脉冲成形矩阵，(4)用脉冲成形矩阵对采样进行预调整(即卷积)以导出接收到的调制码元，以及(5)均衡接收到的调制码元以导出恢复的调制码元。RX MIMO 处理器 160 的处理在以下详细描述。

接收(RX)数据处理器 162 然后对恢复的调制码元进行解调、解交织以及解码以恢复发送的话务数据。RX MIMO 处理器 160 和 RX 数据处理器 162 的处理与在发射机系统 110 处相应的 TX MIMO 处理器 120 和 TX 数据处理器 114 所执行的处理互补。

RX MIMO 处理器 160 可以进一步为 MIMO 信道导出信道脉冲响应，为空间子信道导出信号对噪声加干扰比(SNR)等，并将这些提供给控制器 170。RX 数据处理器 162 还可以提供每个接收到的分组或帧的状态、一个或多个指示解码结果的其它性能度量，以及可能的其他信息。控制器 170 然后导出信道状态信息(CSI)，CSI 可以包括从 RX MIMO 处理器 160 和 RX 数据处理器 162 接收到的所有或一些信息。CSI 由 TX 数据处理器 178 经处理、由调制器 180 经调制、由发射机 154a 到 154r 经调整并发送回发射机系统 110。

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

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

在带有有限总发射功率且在频率选择性信道上操作的 MIMO 系统内(即在不同频率上有不同增益)，信道容量 C 可以表示为：

$$C = \max_{\Phi_{\mathbf{z}}(k)} \sum_{k=1}^{N_f} \log |\mathbf{I} + \Phi_{\mathbf{z}}^{-1}(k) \mathbf{H}(k) \Phi_{\mathbf{z}}(k) \mathbf{H}^H(k)|, \quad \text{公式(1)}$$

其中

$$\sum_{k=1}^{N_f} \text{trace}[\Phi_{\mathbf{z}}(k)] = E_T,$$

其中 E_T 是 MIMO 系统的总可用发射功率；

$\Phi_{\mathbf{z}}(k)$ 是在频率 f_k 处在接收机处的， $N_R \times 1$ 的噪声过程向量 $\mathbf{z}(n)$ 的 $N_R \times N_R$ 功率频谱密度矩阵；

$\mathbf{H}(k)$ 是在频率 f_k 处的 $N_R \times N_T$ 信道频率响应矩阵；以及

$\underline{\phi}_{\underline{x}}(k)$ 是在频率 f_k 处 $N_T \times 1$ 的发送信号向量 $\underline{x}(n)$ 的 $N_R \times N_T$ 功率频谱密度矩阵。

在频率 f_k 处的信道频率响应矩阵 $\underline{H}(k)$ 的奇异值分解 (SVD) 可以表示为:

$$\underline{H}(k) = \underline{U}(k)\underline{\lambda}(k)\underline{V}^H(k), \quad \text{公式 (2)}$$

其中, $\underline{U}(k)$ 为 $N_R \times N_R$ 酉矩阵 (即 $\underline{U}^H \underline{U} = \underline{I}$, 其中 \underline{I} 为对角线为一, 其余为零的单位矩阵);

$\underline{\lambda}(k)$ 是 $\underline{H}(k)$ 的奇异值的 $N_R \times N_T$ 对角线矩阵;

$\underline{V}(k)$ 是 $N_T \times N_T$ 的酉矩阵。

对角线矩阵 $\underline{\lambda}(k)$ 包含沿着对角线的非负实数 (即 $\underline{\lambda}(k) = \text{diag}(\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k))$, 其余为零。 $\lambda_i(k)$ 指矩阵 $\underline{H}(k)$ 的奇异值。奇异值分解是领域内已知的矩阵操作, 且在各个参考中描述。一个该种参考是 Gilbert Strang 写的书, 题为 “Linear Algebra and Its Applications”, 第二版, Academic Press, 1980, 在此引入作为参考。

可以示出在不相关的白噪声情况下 (即当 $\underline{\phi}_{\underline{x}}(k) = \frac{N_0}{T_0} \underline{I}$, 其中 N_0 是在接收机处的噪声功率频谱密度, 且 $1/T_0$ 是一频率区段的带宽, Hertz 为单位), 当发送的信号向量 $\underline{x}(n)$ 的功率频谱密度矩阵 $\underline{\phi}_{\underline{x}}(k)$ 满足以下条件时, 达到信道容量:

$$\underline{\phi}_{\underline{x}}(k) = \underline{V}(k)\underline{E}_{\lambda}(k)\underline{V}^H(k), \quad \text{公式 (3)}$$

其中, $\underline{E}_{\lambda}(k)$ 是 $N_T \times N_T$ 对角线矩阵, 该矩阵包含分配给在频率 f_k 处的本征模式的能量集合 (或发射功率)。对角线矩阵 $\underline{E}_{\lambda}(k)$ 是众知的 “灌水” 发射能量分布技术的解, 可以表示为:

$$E_{i,\lambda}(k) = \max \left[B - \frac{N_0}{|\lambda_i(k)|^2}, 0 \right], \quad \text{及} \quad \text{公式 (4a)}$$

$$E_T = \sum_{i=1}^{\min(N_R, N_T)} \sum_{k=1}^{N_T} E_{i,\lambda}(k), \quad \text{公式 (4b)}$$

其中 B 是从各个系统参数导出的恒量。

灌水技术类似于将固定量的水灌入有不规则底部的容器, 其中每个频率区段的每个本征模式对应容器底部的一个点, 且在任何给定点的底部高度对应于与该本征模式相关的 SNR 的倒数。较低的高度因此对应于一高 SNR, 相反较高的高度对应低于一 SNR。总可用发射功率 E_T 然后被 “注入” 该容器, 使得容器内的较低点 (即较高 SNR) 首先被注满, 然后注满较高点 (即较低 SNR)。恒量 B

指示在所有可用的发射功率被注入后的水平面，且可以基于各个系统参数经初始估计。发射功率分布取决于总可用发射功率以及容器在底部上的深度，且在水面高度以上的点未经注入（即本征模式的 SNR 低于一特定阈值的不用）。

灌水技术由 Robert G. Gallager 在 “information Theory and Reliable Communication”，John Wiley and Sons, 1968 内描述，在此引入作为参考。为实现 MIMO-OFDM 系统的基本灌水过程的特定算法在美国专利申请序列号 09/978337 内有描述，题为 “Method and Apparatus for Determining Power Allocation in a MIMO Communication System”，提交于 2001 年 10 月 15 日，转让给本发明的受让人，并在此引入作为参考。

等式(1)到(4)的信道容量公式提出基于 OFDM 的实现可以通过在频域内实现灌水而获得信道容量。使用频域灌水，总的可用发射功率在区段基础上被分配给 N_f 个频率子信道(或区段)，较多的功率分配给获得较高 SNR 的区段，分配给获得较低 SNR 的区段较少的功率或没有功率分配给它们。这需要为每个区段使用分开的编码和/或调制方案，这会使得发射机和接收机处相应的编码和解码变得复杂。

本发明的各方面提供用于通过时域实现获得高性能(即信道容量)的技术，该实现使用频域奇异值分解以及灌水结果以导出在发射机和接收机处的时域脉冲成型和波束操纵解。

在发射机处实现奇异值分解，以确定 MIMO 信道的本征模式，并导出用于对调制码元进行预调整的第一操纵向量集合。奇异值分解还在接收机处实现用于导出第二操纵向量集合，该向量用于对接收到的信号进行预调整，使得正交码元流在接收机处被恢复，这可以简化接收机处理。灌水分析用于更优化地为 MIMO 系统将总可用发射功率分配到本征模式，使得能获得高性能。分配的发射功率然后可以确定数据速率和用于每个本征模式的编码和调制方案。

在此描述的技术提供了几种潜在的优势。首先，用时域本征模式分解，由最小 (N_T, N_R) 给出带有不同 SNR，因此不同编码/调制需要的数据流的最大数目。且可能使得数据流的收到的 SNR 基本相同，从而进一步简化编码/调制。本发明技术可以大大简化数据传输的编码/调制，其实现是通过避免使用频域内灌水的 OFDM 系统内接近信道容量需要的每区段比特分配。

第二，接收机处的正交化过程导致去耦合(即正交的)接收到码元流。这大大改善了去耦合的码元流需要的时域均衡的复杂性。在该情况下，均衡然后可

以通过在独立的码元流的并行时域均衡之后简单的空时处理获得。相比之下，其它的宽带时域技术一般需要更复杂的空时均衡以恢复码元流。

第三，本发明的时域信令技术可以更简单地整合各种 CDMA 标准的信道/导频结构，这还基于时域信令。信道/导频结构的实现在实现频域信令的 OFDM 系统中更复杂。

图 2 是能实现本发明各个方面和实施例的发射机单元 200 的实施例框图。发射机单元 200 是图 1 的发射机系统 110 的发射机部分实施例。发射机单元 200 包括 (1) TX 数据处理器 114a，它接收并处理话务和导频数据以提供 N_T 个调制码元流以及 (2) TX MIMO 处理器 120a，它对调制码元流进行预调整以提供 N_T 个经预调整的调制码元流。TX 数据处理器 114a 和 TX MIMO 处理器 120a 是图 1 内相应的 TX 数据处理器 114 和 TX MIMO 处理器 120 的实施例。

在图 2 示出的特定实施例中。TX 数据处理器 114a 包括编码器 212、信道交织器 214 和码元映射元件 216。编码器 212 接收并根据一个或多个编码方案对话务数据(即信息比特 b_i)进行编码以提供编码后比特。编码增加了数据传输的可靠性。在一实施例中，分开的编码方案可以用于每个空间子信道的信息比特。在其它实施例中，分开的编码方案可以用于每个空间子信道的子集，或对所有空间子信道使用公共额编码方案。使用的编码方案由来自控制器 130 的控制确定，该控制可能基于来自接收系统的 CSI 而经确定。每个选定的编码方案可以包括任何循环冗余校验(CRC)、卷积编码、Turbo 编码、分组编码和其它编码的组合或根本不编码。

信道交织器 214 基于一个或多个交织方案对编码后的比特进行交织(例如对每个选定的编码方案一个交织方案)。交织提供了编码后比特的时间分集，使得数据能基于用于数据传输的每个空间子信道的平均 SNR 而被发送，且抗衰落，并进一步去除了用于形成每个调制码元的编码后比特间的相关。

码元映射元件 216 然后接收并将导频数据与预交织的数据进行多路复用，并进一步根据一个或多个调制方案将经多路复用的数据经映射以提供调制码元。可以对每个子信道或每个空间子信道的子集使用分开的调制方案。或者，可以对所有空间子信道使用相同的调制方案。每个空间子信道的码元映射实现可以通过将比特集合组合以形成非二进制码元并将每个非二进制码元映射到对应为该空间子信道选择的调制方案(例如 QPSK、M-PSK、M-QAM 或一些其它方案)的信号星座图中的点。码元映射元件 216 为每个码元时段提供了调制码

元向量，每个向量内的调制码元数对应为该码元时段选用的空间子信道数。码元映射元件 216 因此提供多达 N_T 个调制码元流（即码元向量序列，每个向量包括多达 N_T 个调制码元流），这在此还被称为发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 。

用于数据传输的 MIMO 信道的响应经估计并用于在传送到接收机系统前对发送的码元向量进行预调整。在频分复用 (FDD) 系统中，下行链路和上行链路被分配以不同的频带，且下行链路和上行链路的响应可能没有相关到足够的程度。对于 FDD 系统，信道响应可以经在接收机处经估计并送回发射机。在时分复用 (TDD) 系统中，下行链路和上行链路以时分多路复用的方式共享相同频带，且在下行链路和上行链路响应间存在高度相关性。对于 TDD 系统，发射机系统可以估计上行链路信道响应（例如基于上行链路上的接收机系统发送的导频），并通过考虑发射和接收天线阵列集间差异而导出下行链路信道响应。

在一实施例中，信道响应估计被提供给 TX MIMO 处理器 120a，作为时域采样 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的 $N_R \times N_T$ 矩阵序列。对于 $1 \leq i \leq N_R$ ， $1 \leq j \leq N_T$ ，估计的信道冲击响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的第 (i, j) 个元素是表示从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线的传播路径的采样后冲击响应的采样序列。

在 TX MIMO 处理器 120a 内，快速傅立叶变换器 222 接收估计的信道脉冲响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(n)$ （例如从接收机系统），并通过 $\hat{\underline{H}}(n)$ 实现快速傅立叶变换 (FFT)（即 $\hat{\underline{H}}(k) = \text{FFT}[\hat{\underline{H}}(n)]$ ）而导出对应的估计信道频率响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(k)$ 。这可以通过为每个 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的元素对 N_F 个采样序列实现 N_F 点 FFT 而实现，以导出 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的对应元素的 N_F 系数序列。 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的 $N_R \cdot N_T$ 个元素因此是表示 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线间的传播路径的频率响应的 $N_R \cdot N_T$ 个序列。每个 $\hat{\underline{H}}(k)$ 是 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的对应元素的 FFT。

框 224 然后计算估计的信道频率响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的奇异值分解，对于每个值 k ，其中 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ ，且 N_F 是 FFT 的长度（即 N_F 对应频率区段数目）。奇异值分解可以如等式 (2) 示出的表出，即

$$\hat{\underline{H}}(k) = \underline{U}(k)\underline{\lambda}(k)\underline{V}^H(k)$$

奇异值分解的结果是 N_F 矩阵的三个序列 $\underline{U}(k)$ 、 $\underline{\lambda}(k)$ 和 $\underline{V}^H(k)$ ，对于 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ 。对于每个 k 的值， $\underline{U}(k)$ 是 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的左本征向量的 $N_R \times N_R$ 酉矩阵， $\underline{V}(k)$ 是 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的右本征向量的 $N_T \times N_T$ 酉矩阵，且 $\underline{\lambda}(k)$ 是 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的奇异值的 $N_R \times N_T$ 对角线矩阵。

奇异值分解用于在与频率区段 k 相关的频率 f_k 处，对于每个值

$k(0 \leq k \leq (N_f - 1))$ 将 MIMO 信道分解成其本征模式。 $\hat{H}(k)$ 的排序 $r(k)$ 对应于在频率 f_k 处的 MIMO 信道的本征模式数，这对应于在频率区段 k 处的可用独立信道数（即空间子信道数）。如以下将详述的， $\underline{V}(k)$ 的列是与在发射机处为发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的元素使用的频率 f_k 相关的操纵向量。对应地， $\underline{U}(k)$ 的列是与在接收机处为接收到的信号向量 $\underline{r}(n)$ 的元素使用的频率 f_k 相关的操纵向量。矩阵 $\underline{U}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ ，对于 $0 \leq k \leq (N_f - 1)$ ，用于正交化在每个频率 f_k 处的本征模式上发送的码元流。当矩阵用于一起在频域或时域内预处理发送和接收到的码元流，如以下将详述的，结果是接收到码元流的总正交化。这使得每本征模式（不同于每区段）能有分开的编码/调制方案以及进一步简化接收到的码元流在接收机处的均衡，如下所述。

$\underline{\lambda}(k)$ 的对角线元素是 $\lambda_{ii}(k)$ ，对于 $1 \leq i \leq r(k)$ ，其中 $r(k)$ 是 $\hat{H}(k)$ 的排序。 $\underline{U}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 的列， $\underline{u}_i(k)$ 和 $\underline{v}_i(k)$ 相应地是本征方程的解，方程可以表示为：

$$\hat{H}(k)\underline{v}_i(k) = \lambda_{ii}\underline{u}_i(k) \quad \text{公式 (5)}$$

$\underline{U}(k)$ 、 $\underline{\lambda}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 矩阵可以以两种形式被提供—“排序”形式和“随机排序”形式。在排序形式， $\underline{\lambda}(k)$ 的对角线元素以降序排序，使得 $\lambda_{11}(k) \geq \lambda_{22}(k) \geq \dots \geq \lambda_{rr}(k)$ ，且它们的本征值在 $\underline{U}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 内以相应的顺序排列。排序后的形式在此以下标 s 指明，即 $\underline{U}_s(k)$ 、 $\underline{\lambda}_s(k)$ 和 $\underline{V}_s(k)$ 。在随机排序形式中，奇异值和本征向量的排序是随机且独立于频率的。随机形式在此用下标 r 指明。选用的特定形式，排序或随机排序的，确定了用于数据传输的本征模式以及用于每个选定的本征模式的调制方案。

灌水分析框 226 然后为每个频率区段接收奇异值集合，这些值包含在矩阵序列 $\underline{\lambda}(k)$ 内，还接收包括对应每个奇异值的接收到 SNR 的 CSI。接收到的 SNR 是在接收机处为恢复的调制码元获得的 SNR，如以下描述。矩阵 $\underline{\lambda}(k)$ 与接收到的 SNR 一起用于导出对角线矩阵 $\underline{E}_\lambda(k)$ 序列，该序列是灌水方程 (4a) 和 (4b) 的解。如上所述，对角线矩阵 $\underline{E}_\lambda(k)$ 包含分配给在 N_f 频率区段的每个处的本征模式的能量或发射功率集合。灌水分析用于导出对角线矩阵 $\underline{E}_\lambda(k)$ 。这可以如在上述美国专利申请序列号 [代理人号 010467] 内描述的实现。

比例缩放器/IFFT 228 为所有 N_f 个频率区段接收单位矩阵 $\underline{V}(k)$ 以及对角线矩阵 $\underline{E}_\lambda(k)$ ，并基于接收到的矩阵为发射机导出空时脉冲成型矩阵 $\underline{P}_x(n)$ 。开始时，对角线矩阵 $\underline{E}_\lambda(k)$ 的方根经计算以导出对角线矩阵序列 $\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ 。其元素是

$E_\lambda(k)$ 的元素的方根。对角线矩阵 $E_\lambda(k)$ 的元素表示分配给本征模式的发射功率。方根然后将功率分配转换为等效的信号比例缩放。计算方根对角线矩阵 $\sqrt{E_\lambda(k)}$ 和单位矩阵 $V(k)$ (这是 $\hat{H}(k)$ 的右本征向量矩阵序列) 的积。该积 $V(k)\sqrt{E_\lambda(k)}$ 定义了应用到发送码元向量 $\underline{s}(n)$ 的空间频谱成形。

对于发射机, 积 $V(k)\sqrt{E_\lambda(k)}$ 的逆 FFT 然后经计算以导出空时脉冲成形矩阵 $P_x(\lambda)$, 这可以表示为:

$$P_x(\lambda) = \text{IFFT}[V(k)\sqrt{E_\lambda(k)}] \quad \text{公式 (6)}$$

脉冲成形矩阵 $P_x(\lambda)$ 是 $N_T \times N_T$ 矩阵。 $P_x(\lambda)$ 的每个元素是值序列。 $P_x(\lambda)$ 的每个列是对应的 $\underline{s}(n)$ 的元素的操纵向量。

卷积器 230 接收并用脉冲成形矩阵 $P_x(\lambda)$ 对发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 进行预调整(例如卷积), 以导出发送的信号向量 $\underline{x}(n)$ 。 $\underline{s}(n)$ 与 $P_x(\lambda)$ 的卷积可以表示为:

$$\underline{x}(n) = \sum_{\lambda} P_x(\lambda)\underline{s}(n-\lambda) \quad \text{公式 (7)}$$

等式(7)内的矩阵卷积可以如下实现。为了导出时间 n 个矩阵 $\underline{x}(n)$ 的第 i 个元素 $x_i(n)$, 则矩阵 $P_x(\lambda)$ 的第 i 行与向量 $\underline{s}(n-\lambda)$ 的内积为多个延时索引而形成(例如, $0 \leq \lambda \leq (N_T - 1)$), 且结果经累加以导出元素 $x_i(n)$ 。在每个发射天线上发送的信号(即 $\underline{x}(n)$ 的每个元素即 $x_i(n)$) 因此作为 N_R 个调制码元流的加权组合而形成, 加权是由矩阵 $P_x(\lambda)$ 的合适列确定的。该过程被重复使得向量 $\underline{x}(n)$ 的每个元素从矩阵 $P_x(\lambda)$ 相应的列和向量 $\underline{s}(n)$ 导出。

发送信号向量 $\underline{x}(n)$ 的每个元素对应要在相应发射天线上发送的经预调整的码元序列。 N_T 个经预调整的码元序列(即经预调整的码元向量序列, 每个向量包括多达 N_T 个经预调整的码元)对应 N_T 个发送的信号, 在此还被称为发送的信号向量 $\underline{x}(n)$ 。 N_T 个发送的信号被提供给发射机 122a 到 122t, 且经处理以导出 N_T 个已调信号, 这些信号然后相应地从天线 124a 到 124t 经发送。

图 2 内示出的实施例实现发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的时域波束操纵。波束操纵还可以在频域内实现。这样, 向量 $\underline{s}(n)$ 可以通过 FFT 经变换以导出频域向量 $\underline{S}(k)$ 。向量 $\underline{S}(k)$ 然后乘以矩阵 $V(k)\sqrt{E_\lambda(k)}$ 以导出频域向量 $\underline{X}(k)$, 如下

$$\underline{X}(k) = [V(k)\sqrt{E_\lambda(k)}]\underline{S}(k)$$

发送的信号向量 $\underline{x}(n)$ 然后可以通过在向量 $\underline{X}(k)$ 上实现 IFFT 而导出(即 $(\underline{x}(n) = \text{IFFT}[\underline{X}(k)])$)。

图 3 是能实现本发明的各个方面和实施例的接收机单元 300 的实施例框

图。接收机单元 300 是图 1 的接收机系统 150 的接收机部分实施例。接收机单元 300 包括 (1) RX MIMO 处理器 160a, 它处理 N_r 个接收到的采样流以提供 N_r 个恢复的码元流, 以及 (2) RX 数据处理器 162a, 它对恢复的码元进行解调、解交织和解码以提供解码后比特。RX MIMO 处理器 160a 和 RX 数据处理器 162a 是图 1 的 RX MIMO 处理器 160 和 RX 数据处理器 162 相应的实施例。

参考图 1, 从 N_t 个发射天线发送的信号由 N_r 个天线 152a 到 152r 的每个接收, 且来自每个天线的接收到信号经路由到相应的接收机 154 (这还被称为前端处理器)。每个接收机 154 对相应的接收到的信号调整 (例如滤波和放大), 并将经调整的信号下变频到中频或基带, 并将经下变频的信号数字化以提供 ADC 采样。每个接收机 154 还可以进一步用恢复的导频对 ADC 采样进行数据解调以生成接收到的采样的相应流。接收机 154a 到 154r 因此一起提供 N_r 个接收到的采样流 (即向量序列, 每个向量包括多达 N_r 个采样), 这还被称为接收信号向量 $\underline{r}(n)$ 。接收到的信号向量 $\underline{r}(n)$ 被提供给 RX MIMO 处理器 160a。

在 RX MIMO 处理器 160a 内, 信道估计器 312 接收到向量 $\underline{r}(n)$ 并导出估计的信道冲击响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(n)$, 这可以被发送回发射机系统并用于发射处理。FFT 314 然后对估计的信道冲击响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(n)$ 实现 FFT, 以导出估计的信道频率响应矩阵 $\hat{\underline{H}}(k)$ 。

对于对应的频率区段 k , 框 316 然后为每个 k 值计算 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的奇异值分解以获得左本征向量矩阵 $\underline{U}(k)$ 。 $\underline{U}(k)$ 的每个列是 $\underline{r}(n)$ 的对应元素的操纵向量, 并用于在接收机系统处正交化接收到的码元流。IFFT 318 然后实现 $\underline{U}(k)$ 的 IFFT 以为接收机系统导出空时脉冲成形矩阵 $\underline{v}(\lambda)$ 。

卷积器 320 然后导出接收到的码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$, 该向量是发送的码元向量 $\underline{s}(n)$, 这是通过对接收到的信号向量 $\underline{r}(n)$ 实现与空时脉冲成形矩阵 $\underline{v}^H(\lambda)$ 的共轭转置的卷积而实现的。该卷积可以表示为:

$$\hat{\underline{r}}(n) = \sum_{\lambda} \underline{v}^H(\lambda) \underline{r}(n-\lambda) \quad \text{公式 (8)}$$

接收机处的脉冲成形还可以在频域实现, 类似于以上对发射机描述的。这样, 接收到的信号向量 $\underline{r}(n)$ 可以通过 FFT 经转换以导出频域向量 $\underline{R}(k)$ 。向量 $\underline{R}(k)$ 然后用矩阵 $\underline{U}^H(k)$ 的共轭转置左乘以导出频域向量 $\hat{\underline{R}}(k)$ 。该矩阵相乘的结果 $\hat{\underline{R}}(k)$ 可以通过反 FFT 以变换以导出时域接收到的码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 。向量 $\underline{r}(n)$ 与矩阵 $\underline{v}^H(\lambda)$ 的卷积因此可以在离散频域内表示为:

$$\hat{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{U}^H(k) \mathbf{R}(k) = \hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k) \mathbf{S}(k) + \hat{\mathbf{Z}}(k) \quad \text{公式 (9)}$$

其中 $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k) = \boldsymbol{\Lambda}(k) \sqrt{\mathbf{E}_{\lambda}(k)}$ 是 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的加权奇异值矩阵，权重是灌水解的方根 $\sqrt{\mathbf{E}_{\lambda}(k)}$ ；

$\mathbf{S}(k)$ 是发送的码元向量 $\mathbf{s}(n)$ 的 FFT，

$\mathbf{R}(k)$ 是接收到的信号向量 $\mathbf{r}(n)$ 的 FFT；

$\hat{\mathbf{R}}(k)$ 是接收到的码元向量 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ 的 FFT；

$\mathbf{Z}(k)$ 是接收到的噪声采样向量 $\mathbf{z}(n)$ 的 FFT；

$\hat{\mathbf{Z}}(k)$ 是如由酉矩阵 $\mathbf{U}^H(k)$ 变换的接收到的噪声过程的 FFT；

从等式 (9)，接收到的码元向量 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ 可以用时域的卷积表征如下：

$$\hat{\mathbf{r}}(n) = \sum_{\lambda} \Delta(\lambda) \mathbf{s}(n-\lambda) + \hat{\mathbf{z}}(n) \quad \text{公式 (10)}$$

其中 $\Delta(\lambda)$ 是 $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k) = \boldsymbol{\Lambda}(k) \sqrt{\mathbf{E}_{\lambda}(k)}$ 的反 FFT；且

$\hat{\mathbf{z}}(n)$ 是接收机空时脉冲成形矩阵 $\mathbf{U}^H(\lambda)$ 变换的接收到的噪声。

矩阵 $\Delta(\lambda)$ 是本征脉冲的对角线矩阵，每个该种本征脉冲作为 $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k)$ 内奇异值的对应集合的 IFFT 导出，对于 $0 \leq k \leq (N_p - 1)$ 。

对奇异值排序的两种形式，排序和随机排序，导致两种不同类型的本征脉冲。对于排序形式，产生的本征脉冲矩阵 $\Delta_s(1)$ 是以能量内容降序排列的脉冲对角线矩阵。对应本征脉冲矩阵的第一对角线元素的脉冲 $\{\Delta_s(1)\}_{11}$ 有最多的能量，且对应沿对角线向下的元素的脉冲具有的能量逐减减少。另外，当 SNR 低到灌水导致一些频率区段没有能量，则能量首先从最小本征脉冲中去除。因此，在较低的 SNR，一个或多个本征脉冲可能没有能量。这样的好处在于在较低的 SNR，编码和调制通过正交子信道数目的减少而经简化。然而，为了接近信道容量，必须为每个本征脉冲分开编码和调制。

频域内奇异值的随机排序形式还可以进一步简化编码和调制（即为了避免对本征脉冲矩阵的每个元素分开的编码和调制的复杂性）。在随机排序形式中，对于每个频率区段，奇异值的排序是随机的，而不是基于其大小的。该随机排序可以导致在所有本征脉冲中大致相等的能量。当 SNR 低到导致频率区段内无能量，则这些区段在本征模式间大致相等平均地被扩展，使得非零能量的本征脉冲数独立于 SNR 而相同。在高 SNR 处，随机排序形式的好处在于所有的本征脉冲具有大致相等的能量，其中对不同的本征模式不需要分开的编码和调制。

如果 MIMO 信道响应是频率选择性的（即对于不同的 k 值 $\mathbf{H}(k)$ 的值不同），

则矩阵 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 内的本征脉冲是时间弥散的。在该情况下，产生的接收到的码元序列 $\hat{\underline{r}}(n)$ 有符号间串扰 (ISI)，它一般需要均衡以提供高性能。另外，由于 $\underline{\lambda}(k)$ 中的奇异值为实，则 $\hat{\underline{\lambda}}(k) = \underline{\lambda}(k) \sqrt{E_{\lambda}(k)}$ 的元素也为实，且矩阵 $\underline{\Delta}(1)$ 内的本征脉冲显示混叠的共轭对称特性。如果采取步骤避免该时域混叠 (例如通过使用 FFT 长度 N_F ，它充分大于估计的信道冲击响应矩阵 $\hat{\underline{r}}(n)$ 内的非零采样)，则本征脉冲矩阵在延时变量上共轭对称，即 $\underline{\Delta}(\lambda) = \underline{\Delta}^*(-\lambda)$ 。

均衡器 322 接收被接收的码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ ，并实现空时均衡以导出恢复的码元向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ ，该向量是对发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的估计。均衡在以下详述。恢复的码元向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ 然后被提供给 RX 数据处理器 162a。

在 RX 数据处理器 162a 内，码元解映射元素 332 根据与为在发射机系统处的码元使用的调制方案互补的解调方案 (例如 M-PSK、M-QAM) 而对 $\hat{\underline{s}}(n)$ 内的每个恢复的码元解调。从码元解映射元件 332 来的已解调数据然后由解交织器 334 经解交织，经解交织的数据进一步由解码器 336 经解码以获得解码后的比特 \hat{b}_i ，它是发送的信息比特 b_i 的估计。解交织和解码以与在发射机系统处相应的交织和编码互补的方式实现。例如，Turbo 解码器或 Viterbi 解码器可以用于解码器 336，如果在发射机系统处相应地实现 Turbo 或卷积编码。

最小均方误差 (MMSE) 均衡

如等式 (10) 示出，接收到码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 的等价信道有 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 的冲击响应 (即单位采样响应)，它是本征脉冲的对角线矩阵以及 $\underline{\lambda}(f)$ 的对应频率响应。 $\hat{\underline{r}}(n)$ 的匹配滤波器接收机然后包括与 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 的脉冲响应匹配的滤波器。该种匹配滤波器会有 $\underline{\Delta}^H(-1)$ 的冲击响应以及 $\underline{\lambda}'(f)$ 的频率响应，这可以表示为：

$$\underline{\lambda}'(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \underline{\Delta}^H(l) e^{j2\pi fl} \quad \text{公式 (11)}$$

$\hat{\underline{r}}(n)$ 的等价信道端到端频率响应以及其匹配滤波器可以给出为 $\underline{\Psi}(f) = \underline{\lambda}(f) \underline{\lambda}'(f)$ 。

$\underline{\Psi}(f)$ 的端到端频率响应可以经频谱分解为假设滤波器及其匹配滤波器。该假设滤波器会有 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 的因果冲击响应，其中 $\underline{\Gamma}(\lambda) = 0$ ，对于 $\lambda < 0$ ，以及 $\underline{\gamma}(f)$ 的频率响应。假设滤波器的端到端频率响应以及其匹配滤波器是 (定义上) 等于等效信道和其匹配滤波器的端到端频率响应，即 $\underline{\gamma}(f) \underline{\gamma}^H(f) = \underline{\Psi}(f)$ 。

对于以下的分析，可以定义等效的信道模型以有白噪声频谱。这可以通过

应用带有频率响应矩阵的噪声白化滤波器实现, $(\underline{\gamma}^H(f))^* = (\underline{\gamma}(f) \underline{\gamma}^H(f))^{-1} \underline{\gamma}(f)$, 这是对接收到的匹配滤波器的输出的 $\underline{\gamma}^H(f)$ Moore-Penrose 逆。信道的总频率响应(带有 $\underline{\lambda}(f)$ 的频率响应)、匹配滤波器 ($\underline{\lambda}'(f)$ 的频率响应)以及噪声白化滤波器 ($(\underline{\gamma}^H(f))^*$ 的频率响应)可以表示为:

$$\underline{\lambda}(f) \underline{\lambda}'(f) (\underline{\gamma}^H(f))^* = \underline{\psi}(f) (\underline{\gamma}^H(f))^* = \underline{\gamma}(f) \quad \text{公式 (12)}$$

对应频率响应 $\underline{\gamma}(f)$ 的冲击响应 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 是对角线矩阵。

图 4A 是基于等价信道模型导出的最小均方误差线性均衡器 (MMSE-LE) 414。接收到的码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 由 (假设) 白化匹配滤波器 412 经滤波以提供经滤波的码元向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 。白化匹配滤波器 412 实现为 $\hat{\underline{r}}(n)$ 匹配滤波加噪声白化的双功能, 且响应为 $\underline{\lambda}'(f) (\underline{\gamma}^H(f))^*$ 。经滤波的码元向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 是等效信道模型的输出, 且可以表示为:

$$\tilde{\underline{r}}(n) = \sum_{\lambda=0}^L \underline{\Gamma}(\lambda) \underline{s}(n-\lambda) + \underline{z}(n) = \underline{\Gamma} \underline{s}(n) + \underline{z}(n), \quad \text{公式 (13)}$$

其中 $\underline{\Gamma}$ 为 $N_r \times (L+1)N_r$ 块结构的矩阵, 它表示对于采样的信道白化本征脉冲的矩阵 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 序列, 且可以表示为:

$$\underline{\Gamma} = [\underline{\Gamma}(0) \quad \underline{\Gamma}(1) \quad \Lambda \quad \underline{\Gamma}(L)],$$

且 $\underline{s}(n)$ 是调制码元的 $L+1$ 个向量序列, 且可以表示为:

$$\underline{s}(n) = \begin{bmatrix} \underline{s}(n) \\ \underline{s}(n-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{s}(n-L) \end{bmatrix}$$

$\underline{s}(n)$ 的每个向量包括多达 N_r 个码元, 且向量内的每个码元与矩阵 $\underline{\Gamma}$ 内的本征脉冲的一个相关联。 $\underline{\Gamma}$ (即 $\underline{\Gamma}(0)$ 、 $\underline{\Gamma}(1)$ 、 Λ 、 $\underline{\Gamma}(L)$) 的块均为对角线的。

当接收机输入噪声为白色, 且功率频谱密度为 $N_0 \underline{I}$ 时, 噪声向量 $\hat{\underline{z}}(n)$ 有自相关函数 $\underline{\Phi}_{\hat{\underline{z}}\hat{\underline{z}}}(k)$, 这可以表示为:

$$\underline{\Phi}_{\hat{\underline{z}}\hat{\underline{z}}}(m) = E[\hat{\underline{z}}(n-m) \hat{\underline{z}}^H(n)] = N_0 \underline{\Phi}_{\underline{v}\underline{v}}(m), \quad \text{公式 (14)}$$

其中

$$\underline{\Phi}_{\underline{v}\underline{v}}(m) = \sum_{\lambda} \underline{V}^H(\lambda) \underline{V}(\lambda+m),$$

由于 $\hat{H}(k)$ 的右本征向量的矩阵 $\underline{V}(k)$ 序列均为酉矩阵, 则对于每个 k 值, $\underline{V}^H(k) \underline{V}(k) = \underline{I}$ 。结果是, $\underline{\Phi}_{\underline{v}\underline{v}}(m)$ 是序列 $\underline{V}^H(k) \underline{V}(k)$ 的反 FFT, 给出为:

$$\underline{\Phi}_{vv}(m) = \underline{\mathbf{I}}\delta(m) \quad \text{公式 (15)}$$

其中 $\delta(m)$ 是单位采样序列，这可以表示为：

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & \text{否则} \end{cases}$$

噪声向量 $\underline{z}(n)$ 在白化的匹配滤波器有自相关函数 $\underline{\Phi}_{zz}(m)$ 后，可以表示为：

$$\underline{\Phi}_{zz}(m) = \underline{\Phi}_{zz}(m) = N_0 \underline{\mathbf{I}}\delta(m) \quad \text{公式 (16)}$$

MMSE-LE 计算在时间 n 处发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的初始估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，这是通过经滤波的码元向量 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 序列和 $2K+1$ 个 $N_T \times N_R$ 加权矩阵 $\underline{M}(\lambda)$ 的矩阵卷积实现的，如下：

$$\underline{\tilde{s}}(n) = \sum_{\lambda=-K}^K \underline{M}(\lambda) \underline{\tilde{r}}(n-\lambda) = \underline{\underline{M}} \underline{\tilde{r}}(n) \quad \text{公式 (17)}$$

其中 $\underline{\underline{M}} = [\underline{M}(-K) \ \Lambda \ \underline{M}(0) \ \underline{M}(K)]$

K 是确定均衡器延时程度的参数，以及

$$\underline{\underline{M}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{M}(n+K) \\ \underline{M} \\ \underline{M} \\ \underline{M} \\ \underline{M}(n-K) \end{bmatrix}$$

加权矩阵 $\underline{M}(\lambda)$ 的序列被选用最小化均方误差，这可以表示为：

$$\varepsilon = E\{\underline{e}^H(n) \underline{e}(n)\} \quad \text{公式 (18)}$$

其中误差 $\underline{e}(n)$ 可以表示为：

$$\underline{e}(n) = \underline{s}(n) - \underline{\tilde{s}}(n) \quad \text{公式 (19)}$$

MMSE 解可以被称为加权矩阵序列 $\underline{M}(1)$ ，它满足以下线性限制：

$$\sum_{\lambda=-K}^K \underline{M}(\lambda) \underline{\Phi}_{rr}(\lambda-m) = \begin{cases} 0, & -K \leq m < -L \\ \underline{\Gamma}^H(-m), & -L \leq m \leq 0 \\ 0, & 0 < m \leq K \end{cases}, \quad \text{公式 (20)}$$

其中 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 是 $N_R \times N_R$ 空时相关矩阵序列。矩阵 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 可以表示为：

$$\underline{\Phi}_{rr}(m) = E[\underline{\tilde{r}}(n-m) \underline{\tilde{r}}^H(n)] = \begin{cases} \sum_{\lambda=0}^L \underline{\Gamma}(\lambda) \underline{\Gamma}(\lambda+m) + \underline{\Phi}_{zz}(m), & -L \leq m \leq L \\ \underline{\Phi}_{zz}(m), & \text{否则} \end{cases} \quad \text{公式 (21)}$$

其中 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 由等式(14)到(16)给出。

对于空间和时间不相关的噪声, $\underline{\varphi}_{\underline{r}}(m) = N_0 \underline{I} \delta(m)$ 、在该情况下, $\underline{\varphi}_{\underline{r}}(\lambda - m)$ 和 $\underline{\Gamma}^T(-m)$ 内的所有非对角线项为零, 且 $\underline{M}(\lambda)$ 内所有非对角线项也为零, 这导致均衡器系数的去耦合的方程组。因此, 方程(20)内的线性限制可以简化如下:

$$\sum_{\lambda=-K}^K m_{ii}(\lambda) (\underline{\varphi}_{\underline{r}}(\lambda - m))_{ii} = \Gamma_{ii}^*(-m), \text{ for } 1 \leq i \leq r; -L \leq m \leq 0 \quad \text{公式 (22)}$$

其中 r 是矩阵 $\hat{H}(k)$ 的秩。

方程(20)可以进一步表示为:

$$\underline{M} \underline{\varphi}_{\underline{r}} = \underline{\Gamma}^H, \text{ 或 } \underline{M} = \underline{\Gamma}^H \underline{\varphi}_{\underline{r}}^{-1} \quad \text{公式 (23)}$$

其中 $\underline{\varphi}_{\underline{r}}$ 是 Toeplitz 块, 带有块 j, k , 由 $\varphi_{\underline{r}}(j-k)$ 给出且

$$\underline{\Gamma} = \begin{bmatrix} \underline{0}_{(K-L)N_r \times N_r} \\ \underline{\Gamma}(L) \\ \underline{\Gamma}(L-1) \\ \underline{M} \\ \underline{\Gamma}(0) \\ \underline{0}_{KN_r \times N_r} \end{bmatrix}$$

其中 $\underline{0}_{m \times n}$ 为 $m \times n$ 为零的矩阵。

对于 MMSE-LE, 对应时域加权矩阵 $\underline{M}(\lambda)$ ($-L \leq \lambda \leq L$) 的频率响应矩阵 $\underline{m}(f)$ 可以通过对 $\underline{M}(\lambda)$ 进行矩阵傅立叶变换而导出, 如下:

$$\underline{m}(f) = \sum_{\lambda=-L}^L \underline{M}(\lambda) e^{-j2\pi f \lambda} \quad \text{公式 (24)}$$

由于 $\underline{M}(\lambda)$ 是对角线的, 所以频率响应矩阵 $\underline{m}(f)$ 也是对角线的。

如图 4A 示出的, 经滤波的码元向量 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 提供给 MMSE-LE 414, 且基于频率响应矩阵 $\underline{m}(f)$ 经均衡以导出码元向量 $\underline{\tilde{s}}(n)$, 它是发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的估计。因为在发射机和接收机系统处实现的脉冲成形, 则 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 内的接收到码元序列是正交的且加权矩阵 $\underline{M}(\lambda)$ 对于 MMSE-LE 为对角线矩阵。因此, N_r 个 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 内的接收到码元序列的每个可以独立地由 MMSE-LE 经均衡, 这可以大大简化接收机处理。

为了确定与码元估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 相关的 SNR, 首先推导无偏最小均方误差估计。对于初始码元估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$, 如上导出,

$$\begin{aligned} E[\underline{\tilde{s}}(n) | \underline{s}(n)] &= \underline{M} E[\underline{\tilde{r}}(n) | \underline{s}(n)] \\ &= [\underline{M}(-K) \underline{\Gamma} \underline{s}(n+K) + \underline{\Lambda} + \underline{M}(0) \underline{\Gamma} \underline{s}(n) + \underline{\Lambda} + \underline{M}(K) \underline{\Gamma} \underline{s}(n-K)] \end{aligned} \quad \text{公式 (25)}$$

其中对噪声取期望。如果假设调制码元在时间上不相关，则在以上所有码元间干扰上取期望(所有发送的信号分量不在时间 n 处发送)。则期望可以表示为：

$$\begin{aligned}
 E[\underline{\tilde{s}}(n)|\underline{s}(n)] &= \underline{\mathbf{M}}E[\underline{\tilde{\Gamma}}(n)|\underline{s}(n)] \\
 &= [\underline{\mathbf{M}}(0)\underline{\Gamma}(0) + \underline{\mathbf{M}}(-1)\underline{\Gamma}(1) + \dots + \underline{\mathbf{M}}(-L)\underline{\Gamma}(L)]\underline{s}(n) \\
 &= \underline{\mathbf{M}}\underline{\Gamma}\underline{s}(n) \\
 &= \underline{\mathbf{G}}\underline{s}(n)
 \end{aligned}
 \tag{公式 (26)}$$

其中

$$\underline{\mathbf{G}} = \underline{\mathbf{M}}\underline{\Gamma} = \underline{\Gamma}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \underline{\Gamma}$$

当噪声空间和时间不相关，则 $\underline{\mathbf{M}}(\lambda)$ ($-K \leq \lambda \leq K$) 为对角线的，则 $\underline{\mathbf{G}}$ 为 $N_T \times N_T$ 对角线。

在来自其它空间子信道的干扰上取平均后，来自第 i 个发送天线在时间 n 处的信号平均值可以表示为：

$$E[\tilde{s}_i(n)|s_i(n)] = g_{ii}s_i(n) \tag{公式 (27)}$$

其中 g_{ii} 是 $\underline{\mathbf{G}}$ 的第 i 个对角线元素 (g_{ii} 为标量)，且 $\tilde{s}_i(n)$ 是初始码元估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 的第 i 个元素。

通过定义

$$\underline{\mathbf{D}}_G^{-1} = \text{diag}(1/g_{11}, 1/g_{22}, \dots, 1/g_{N_T N_T}) \tag{公式 (28)}$$

发送码元向量 $\underline{s}(n)$ 在时间 n 处的无偏码元估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 可以表示为：

$$\hat{\underline{s}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} \underline{\tilde{s}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} \underline{\mathbf{M}}\underline{\tilde{\Gamma}}(n) \tag{公式 (29)}$$

与无偏码元估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 相关联的误差协方差矩阵可以表示为：

$$\begin{aligned}
 \underline{\Phi}_{\hat{\underline{s}}\hat{\underline{s}}} &= \underline{\mathbf{W}} = E\{[\underline{s}(n) - \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} \underline{\mathbf{M}}\underline{\tilde{\Gamma}}(n)] [\underline{s}^H(n) - \underline{\tilde{\Gamma}}^H(n) \underline{\mathbf{M}}^H \underline{\mathbf{D}}_G^{-1}]\} \\
 &= \underline{\mathbf{I}} - \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} \underline{\mathbf{G}} - \underline{\mathbf{G}} \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_G^{-1} \underline{\mathbf{G}} \underline{\mathbf{D}}_G^{-1}
 \end{aligned}$$

对于空间和时间不相关的噪声情况， $\underline{\mathbf{D}}_G^{-1} = \underline{\mathbf{G}}^{-1}$ ，所以在该情况下， $\underline{\mathbf{W}} = \underline{\mathbf{G}}^{-1} - \underline{\mathbf{I}}$ 。

与在第 i 个发射天线上发送的码元的无偏估计 $\hat{s}_i(n)$ 相关联的 SNR 可以最终表示为：

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{w_{ii}} = \frac{g_{ii}}{1 - g_{ii}} \tag{公式 (31)}$$

在图 4A 内，等效信道模型内的白化匹配滤波器 412 被提供以简化 MMSE-LE 的导出。在实际实现中，当 MMSE-LE 经适应以最小化均方误差时，白化匹配滤波器的响应(自动)包含在 MMSE-LE 的响应中。

图 4B 是 MMSE-LE 322a 的实施例框图，这是图 3 的均衡器 322 的实施例。开始时，矩阵 \underline{H} 和 $\underline{\phi}_{\bar{x}}$ 可以首先基于接收到的导频和/或数据传输而被估计。加权矩阵 \underline{M} 然后根据等式 (23) 经计算。

在 MMSE-LE 322a 内，来自 RX MIMO 处理器 160 的接收到码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 由乘法器 422 预乘加权矩阵 \underline{M} 以形成发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的初始估计 $\tilde{\underline{s}}(n)$ ，如等式 (17) 示出。初始估计 $\tilde{\underline{s}}(n)$ 进一步由乘法器 424 左乘以对角线矩阵 \underline{D}_G^{-1} 以形成发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的无偏估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ ，如上式 (29) 所示。无偏估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 包括恢复的码元向量，由 MMSE-LE 提供给 RX 数据处理器 162。

恢复的码元向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ 还被提供给 CSI 处理器 428，它为 MIMO 信道导出 CSI。例如，CSI 处理器 428 可以根据等式 (31) 估计第 i 个恢复的码元序列的 SNR。恢复的码元序列的 SNR 包括报告回发射机单元的 CSI 的一部分。

恢复的码元向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ 进一步提供给自适应处理器 426，该处理器 426 然后基于等式 (23) 和 (28) 相应导出加权矩阵 \underline{M} 和对角线矩阵 \underline{D}_G^{-1} 。

判决反馈均衡

连同宽带本征模式传输一起使用的判决反馈均衡器 (DFE) 形成发送码元向量 $\underline{s}(n)$ 在时间 n 处的初始估计 $\tilde{\underline{s}}(n)$ ，这可以表示为：

$$\tilde{\underline{s}}(n) = \sum_{\lambda=-K_1}^0 \underline{M}_f(\lambda) \tilde{\underline{r}}(n-\lambda) + \sum_{\lambda=1}^{K_2} \underline{M}_b(\lambda) \underline{s}(n-\lambda) \quad \text{公式 (32)}$$

其中 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 是等式 (13) 给出的经滤波的调制码元的向量；

$\underline{s}(n)$ 是重新调制后的码元向量 (即经解调然后再经调制的码元)；

$\underline{M}_f(\lambda)$ ， $-K_1 \leq \lambda \leq 0$ 是 $(K_1+1) \times N_r \times N_r$ 前馈系数矩阵序列；以及

$\underline{M}_b(\lambda)$ ， $1 \leq \lambda \leq K_2$ ，是 $K_2 \times N_r \times N_r$ 反馈系数矩阵序列。

等式 (32) 还可以表示为：

$$\tilde{\underline{s}}(n) = \underline{M}_f \tilde{\underline{r}}(n) + \underline{M}_b \underline{s}(n) \quad \text{公式 (33)}$$

其中

$$\underline{\mathbf{M}}_f = [\underline{\mathbf{M}}_f(-K_1) \underline{\mathbf{M}}_f(-K_1+1) \mathbf{L} \underline{\mathbf{M}}_f(0)] ;$$

$$\underline{\mathbf{M}}_b = [\underline{\mathbf{M}}_b(1) \underline{\mathbf{M}}_b(2) \mathbf{L} \underline{\mathbf{M}}_b(K_2)] ;$$

$$\underline{\mathbf{s}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{s}}(n-1) \\ \underline{\mathbf{s}}(n-2) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{s}}(n-K_2) \end{bmatrix} ; \quad \text{以及} \quad \underline{\mathbf{p}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{p}}(n+K_1) \\ \underline{\mathbf{p}}(n+K_1-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{p}}(n) \end{bmatrix} .$$

如果 MMSE 准则被用于确定前馈和反馈系数矩阵, 则可以使用最小化均方误差的 $\underline{\mathbf{M}}_f$ 和 $\underline{\mathbf{M}}_b$ 的解,

$$\varepsilon = E\{\underline{\mathbf{e}}^H(n)\underline{\mathbf{e}}(n)\} ,$$

其中误差 $\underline{\mathbf{e}}(n)$ 表示为:

$$\underline{\mathbf{e}}(n) = \underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n) - \underline{\mathbf{s}}(n) \quad \text{公式 (34)}$$

前馈滤波器的 MMSE 解 $\underline{\mathbf{M}}_f(\lambda)$, 对于 $-K_1 \leq \lambda \leq 0$, 由以下线性约束确定:

$$\sum_{l=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(l) \left[\sum_{i=0}^{-1} \underline{\Gamma}(i) \underline{\Gamma}^H(i+1-m) + N_0 \mathbf{I} \delta(1-m) \right] = \underline{\Gamma}^H(-m) \quad \text{公式 (35)}$$

且还可以表示为:

$$\underline{\mathbf{M}}_f = \underline{\tilde{\Gamma}}^H \underline{\tilde{\Phi}}_{ff}^{-1} \quad \text{公式 (36)}$$

其中

$$\underline{\tilde{\Gamma}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(K_1-L)N_R \times N_T} \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(L) \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(L-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(0) \end{bmatrix} ,$$

且 $\underline{\tilde{\Phi}}_{ff}$ 是 $(K_1+1)N_R \times (K_1+1)N_R$ 的矩阵, 由 $N_R \times N_R$ 个块组成。在 $\underline{\tilde{\Phi}}_{ff}$ 内的第 (i, j) 个块给出为:

$$\underline{\tilde{\Phi}}_{ff}(i, j) = \sum_{\lambda=0}^{K_1-i+1} \underline{\Gamma}(\lambda) \underline{\Gamma}^H(\lambda+i-j) + N_0 \mathbf{I} \delta(i-j) \quad \text{公式 (37)}$$

反馈滤波器的 MMSE 解可以表示为:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{M}}_b(\lambda) &= - \sum_{i=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(i) \underline{\Gamma}(\lambda-i) , \quad \text{对于 } 1 \leq \lambda \leq K_2 \\ &= - \underline{\mathbf{M}}_f \hat{\underline{\Gamma}} , \end{aligned} \quad \text{公式 (38)}$$

其中

$$\hat{\underline{\Gamma}} = \left[\hat{\underline{\Gamma}}_1 \hat{\underline{\Gamma}}_2 L \hat{\underline{\Gamma}}_L \mathbf{0}_{(K_1+1)N_2 \times (K_2-L)N_2} \right], \text{ 以及 } \hat{\underline{\Gamma}}_\lambda = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(K_1-L+\lambda)N_2 \times N_2} \\ \underline{\Gamma}(L) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\Gamma}(\lambda) \end{bmatrix}$$

由于矩阵 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 对于 $0 \leq \lambda \leq L$ 是对角线的, 则从等式 (36), 前馈滤波器系数矩阵 $\underline{M}_f(\lambda)$, 对于 $-K_1 \leq \lambda \leq 0$ 也是对角线的。接着反馈滤波器系数矩阵 $\underline{M}_b(\lambda)$, 对于 $1 \leq \lambda \leq K_2$ 也是对角线的。

前馈滤波器和反馈滤波器分别具有频率响应矩阵 $\underline{m}_f(f)$ 和 $\underline{m}_b(f)$, 这给出为:

$$\begin{aligned} \underline{m}_f(f) &= \sum_{\lambda=-K_1}^0 \underline{M}_f(\lambda) e^{-j2\pi\lambda f}, \quad \text{以及} \\ \underline{m}_b(f) &= \sum_{\lambda=1}^{K_2} \underline{M}_b(\lambda) e^{-j2\pi\lambda f} \end{aligned} \quad \text{公式 (39)}$$

图 5A 是基于等价信道模型导出的判决反馈均衡器。接收到的码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 由 (假设的) 白化匹配滤波器 512 滤波以提供滤波后的码元向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 。向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 由带有频率响应 $\underline{m}_f(f)$ 的反馈滤波器 514 进一步滤波。来自前馈滤波器 514 的输出与来自反馈滤波器 518 的输出经求和器 516 相加以导出码元向量 $\underline{\hat{s}}(n)$ 。该向量 $\underline{\hat{s}}(n)$ 还被提供给码元判决元件 520 以导出经重新调制的码元向量 $\underline{\hat{z}}(n)$, 这表示码元估计 $\underline{\hat{s}}(n)$ 检测到的码元。经重新调制的码元向量可以通过以下导出: (1) 对码元向量 $\underline{\hat{s}}(n)$ 解调, 可能对已解调数据解码并重新编码, 并基于对应于选定的调制方案的信号星座图重新调制已解调数据或重新编码数据。重新调制的码元向量 $\underline{\hat{z}}(n)$ 然后由反馈滤波器 518 用频率响应 $\underline{m}_b(f)$ 经滤波, 然后滤波器 518 的输出被提供给加法器 516。

将等式 (38) 代入等式 (32), 并假设完美的判决 (即 $\underline{\hat{z}}(n) = \underline{s}(n)$), 则初始码元估计 $\underline{\hat{s}}(n)$ 可以表示为:

$$\underline{\hat{s}}(n) = \underline{M}_f \tilde{\underline{\Gamma}} \underline{s}(n) + \underline{M}_b \tilde{\underline{z}}(n) \quad \text{公式 (40)}$$

其中

$$\underline{\hat{z}}(n) = \left[\underline{\hat{z}}^T(n+K_1) \underline{\hat{z}}^T(n+K_1-1)L \underline{\hat{z}}^T(n) \right]^T$$

为了确定与初始码元估计 $\underline{\hat{s}}(n)$ 相关的 SNR, 通过找到送的码元向量的条件均值, 从判决反馈均衡器首先导出无偏最小均方误差估计 (类似于上述的 MMSE-LE):

$$E[\underline{\tilde{s}}(n) | \underline{s}(n)] = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) = \underline{\mathbf{G}}_{dfc} \underline{s}(n) \quad \text{公式 (41)}$$

其中 $\underline{\mathbf{G}}_{dfc} = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}} = \underline{\tilde{\Gamma}}^H \underline{\tilde{\Phi}}_{\tilde{r}}^{-1} \underline{\tilde{\Gamma}}$ 。接着， $\underline{\tilde{s}}(n)$ 的第 i 个元素的均值 $\tilde{s}_i(n)$ 可以表示为：

$$E[\tilde{s}_i(n) | s_i(n)] = g_{dfc,ii} s_i(n)$$

其中， $g_{dfc,ii}$ 是 $\underline{\mathbf{G}}_{dfc}$ 的第 i 个对角线元素。

为了形成无偏码元估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ ，类似于上述对 MMSE-LE 进行的描述，一对角线矩阵其元素是 $\underline{\mathbf{G}}_{dfc}$ 的对角线元素的逆，首先被定义为：

$$\underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} = \text{diag}(1/g_{dfc,11}, 1/g_{dfc,22}, \dots, 1/g_{dfc,N_r N_r}) \quad \text{公式 (42)}$$

无偏估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 可以表示为：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}(n) &= \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \underline{\tilde{s}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} (\underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}}(n) + \underline{\mathbf{M}}_b \underline{\tilde{z}}(n)) \\ &= \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \underline{\mathbf{M}}_f (\underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) + \underline{\tilde{z}}(n)) \end{aligned} \quad \text{公式 (43)}$$

产生的误差协方差矩阵给出为：

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{Q}}_{ee} &= \underline{\mathbf{W}}_{dfc} = E\{[\underline{s}(n) - \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \underline{\tilde{s}}(n)] [\underline{s}^H(n) - \underline{\tilde{s}}^H(n) \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1}]\} \\ &= \underline{\mathbf{I}} - \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \underline{\mathbf{G}}_{dfc} - \underline{\mathbf{G}}_{dfc}^H \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \underline{\mathbf{G}}_{dfc} \underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1} \end{aligned} \quad \text{公式 (44)}$$

与在第 i 个发射天线上发送的码元的无偏估计 $\hat{s}_i(n)$ 相关的 SNR 可以表示为：

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{w_{dfc,ii}} = \frac{g_{dfc,ii}}{1 - g_{dfc,ii}} \quad \text{公式 (45)}$$

图 5B 是判决反馈均衡器 322b 的实施例框图，这是图 3 的均衡器 322 的另一实施例。在判决反馈均衡器 322b 内，来自 RX MIMO 处理器 160 的接收到码元向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 由前馈滤波器 534 滤波，该滤波器可以实现上述的 MMSE 技术或一些其它的线性空间均衡技术。加法器 536 然后将来自前馈滤波器 534 的输出与来自反馈滤波器 538 的估计失真分量组合以提供无偏码元估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，该估计大致去除了失真分量。开始时，估计的失真分量为零，且码元估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 简单地是来自滤波器 534 的输出。对于加法器 536 的初始估计 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，然后由乘法器 540 乘以矩阵 $\underline{\mathbf{D}}_{Cdfc}^{-1}$ 以提供发送的码元向量 $\underline{s}(n)$ 的无偏估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 。无偏估计 $\hat{\underline{s}}(n)$ 包括提供给 RX 数据处理器 162 的恢复后码元向量。

在 RX 数据处理器 162 内，码元解映射元件 332 (在图 3 内) 为恢复后的码元向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ 提供解调数据。解调的数据然后被提供给 DFE 322b 内的码元映射元

件 216x, 且经调制以提供重新调制后的码元向量 $\underline{s}(n)$ 。或者, 解调过的码元可以经解码、重新编码并提供给码元映射元件 216x。重新调制后的码元是从发射机发送的调制码元 $\underline{s}(n)$ 的估计。重新调制码元向量 $\underline{s}(n)$ 被提供给反馈滤波器 538, 该滤波器对码元向量进行滤波以导出估计的失真分量。反馈滤波器 538 可以实现线性空间均衡器(例如线性横向均衡器)。

对于 DFE 技术, 重新调制的码元用于导出已经检测到的码元生成的失真估计。如果重新调制的码元无误差经导出(或最小误差经导出), 则失真分量可以准确地经估计, 且可以有效地抵消由已经检测到的码元产生的码间串干扰。前馈滤波器 534 和反馈滤波器 538 实现的处理一般同时经调整以最小化恢复的码元内的码间串扰的均方误差(MSE)。

DFE 和 MMSE 技术由 S. L. Ariyavistakul 等人在论文中进一步详细说明, 题为“Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span”, IEEE 通信杂志, 1999 年 7 月, Vol. 7, No. 7, 在此引入作为参考。

最大似然序列估计

有码间串扰(ISI)的信道的最大似然序列估计(MLSE)通过形成用于维特比算法的路径度量集合而实现, 给定观察到的接收到信号, 该算法搜索最可能发送的序列。MLSE 进一步由 drew J. Viterbi 和 Jim K. Omura 在“Principles of Digital Communication and Coding”中详细描述, McGraw-Hill, 1979, 在此引入作为参考。

在未经本征模式分解而正交化的宽带 MIMO 信道上使用 MLSE 因为信道状态空间的过高维数因而是实际的。维特比均衡器为 MIMO 信道实现最大似然序列估计, 有 M^L 个状态, 其中 M 是码元字母的大小, $r \leq N_T$ 是独立发送的数据流数目, 且 L 是信道存储器。例如, 在简单的情况下, 例如使用 QPSK (M=4), 带有四个独立数据流 ($r=4$) 且信道有一个码元 ($L=1$) 的存储器, 维特比均衡器有 2^8 个状态(即 $4^{4 \cdot 1} = 2^8$)。

连同维特比 MLSE 一起使用时域本征模式分解大大减少了维特比均衡器的状态空间。在该情况下, 接收到的码元流可以被独立地均衡, 所以状态空间大小现在在独立数据流 r 的数目, 即 rM^L 上为线性的。对于先前示例, 状态空间会减少到 2^4 (即 $4 \cdot 4^1 = 2^4$)。

MLSE 方法的目的是选择码元向量 $\underline{s}_m(n)$ 的发送序列，能最大化度量：

$$K_m = \sum_n \left\{ 2 \operatorname{Re} \left[\underline{r}_m^H(n) \underline{\Gamma} \underline{s}_m(n) \right] - \underline{s}_m^H(n) \underline{\Gamma}^H \underline{\Gamma} \underline{s}_m(n) \right\} \quad \text{公式 (46)}$$

由于组成 $\underline{\Gamma}$ 的块 $\underline{\Gamma}(1)$ 是对角线的，则 K_m 可以被表示为 r 个度量之和，每个度量与一个 MIMO 信道的时域本征模式相关联：

$$K_m = \sum_{i=1}^r \kappa_m(i) \quad \text{公式 (47)}$$

其中

$$\kappa_m(i) = \sum_n \mu_m^i(n) \quad \text{公式 (48)}$$

以及

$$\begin{aligned} \mu_m^i(n) = & 2 \operatorname{Re} \left[\tilde{r}_i(n) \sum_{\lambda=0}^L s_{m,i}^*(n-\lambda) \Gamma_i^*(\lambda) \right] \\ & - \sum_{\lambda=0}^L \sum_{j=0}^L s_{m,i}^*(n-\lambda) s_{m,i}(n-j) \Gamma_i^*(\lambda) \Gamma_i(j) \end{aligned} \quad \text{公式 (49)}$$

序列度量 $\kappa_m(i)$ 形式上与和有码间串扰的 SISO 信道的 MLSE 相关的序列度量相同。因此，本领域内已知的 MLSE 维特比均衡可以应用于单个接收到的码元流均衡，如下。

在维特比算法内在第 n 级处的接收到码元流 i 的路径度量可以给出为：

$$M_i(n) = \mu_m^i(n) + M_i(n-1) \quad \text{公式 (50)}$$

当接收到采样 n 时，(1) 与每个可能的发送码元 $s_{m,i}(n)$ 相关的 $\mu_m^i(n)$ 的值为在采样时间 $n-1$ 处码元流 i 相关的 M^L 个状态的每个计算，以及 (2) 为每个状态计算 $M_i(n)$ 的 M 个值，每个与 $s_{m,i}(n)$ 的每个可能值相关联。然后在采样时间 n 为每个状态选择 $M_i(n)$ 的最大值，且与该最大值相关联的序列被选作在该状态的存活序列。

当发生路径合并事件时可以声明序列判决，即当所有的存活序列在公共先前状态处合并时。或者，序列判决可以在固定延时处发生路径截短时声明序列判决，这可以被用于在没有发射合并事件时强迫选择。

以上描述了几种不同类型的均衡器，包括 MMSE-LE、DFE 和 MLSE。这些均衡器的每个可用于均衡接收到的码元以提供恢复的码元，这些码元是发送码元的估计。还可以使用其它类型的均衡器，且在本发明范围内。通过由本征模式分解对接收到的码元流进行正交化，接收到的码元流可以独立地经均衡，这可

以(1)大大减少选用的均衡器的复杂度, 和/或(2)从而能使用否则将会是不实际的其它类型均衡器。

在此描述的发送和接收数据的技术可以在各个无线通信系统内实现, 包括但不限于 MIMO 和 CDMA 系统。这些技术还可以用于前向链路和/或反向链路。

在此描述的在发射机和接收机处处理数据传输的技术可以由各个装置实现。例如, 这些技术可以以硬件、软件或其组合实现。对于硬件实现, 用于在发射机处(例如对数据编码和调制, 导出发射机的脉冲成形矩阵, 对调制码元进行预调整等)或在接收机处(例如导出接收机脉冲成形矩阵, 对接收到的采样进行预调整, 对接收到的码元进行均衡, 对恢复的码元进行解调和解码等)实现各个信号处理步骤的元件, 这可以在以下元件中实现: 一个或多个应用专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理设备(DSPD)、可编程逻辑设备(PLD)、现场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、用于实现上述功能的其它电子单元, 或以上组合。

对于软件实现, 在发射机和接收机的每个处的一些或所有信号处理步骤可以用实现上述功能的模块(例如过程、函数等)实现。软件代码可以存储在存储器单元内(例如图 1 的存储器 132 和 172 内), 并由处理器(例如控制器 130 和 170)执行。存储器单元可以在处理器内或处理器外部实现, 外部实现情况需要通过领域内已知的各种装置通信耦合到处理器。

标题在此用于参考, 帮助定位一些部分。这些标题不是为了限制在此描述的原理范围, 这些原理可以应用到整个说明的其他部分。

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

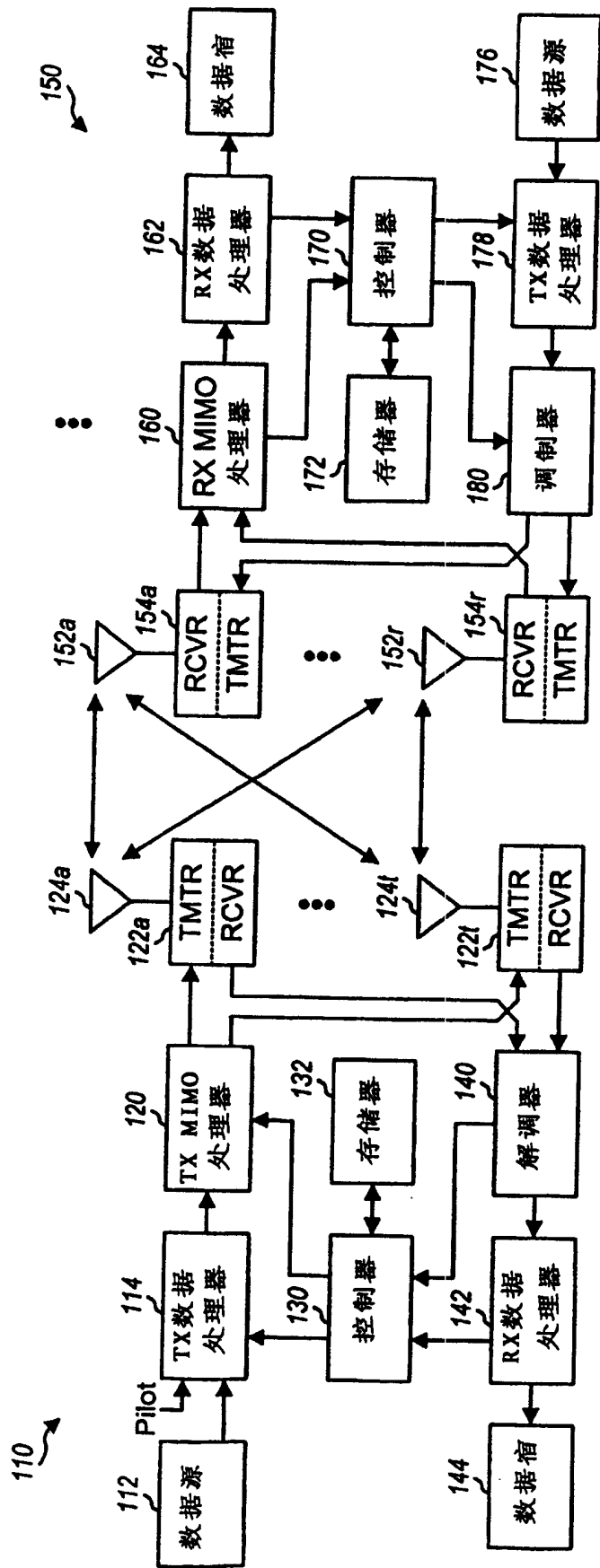


图 1

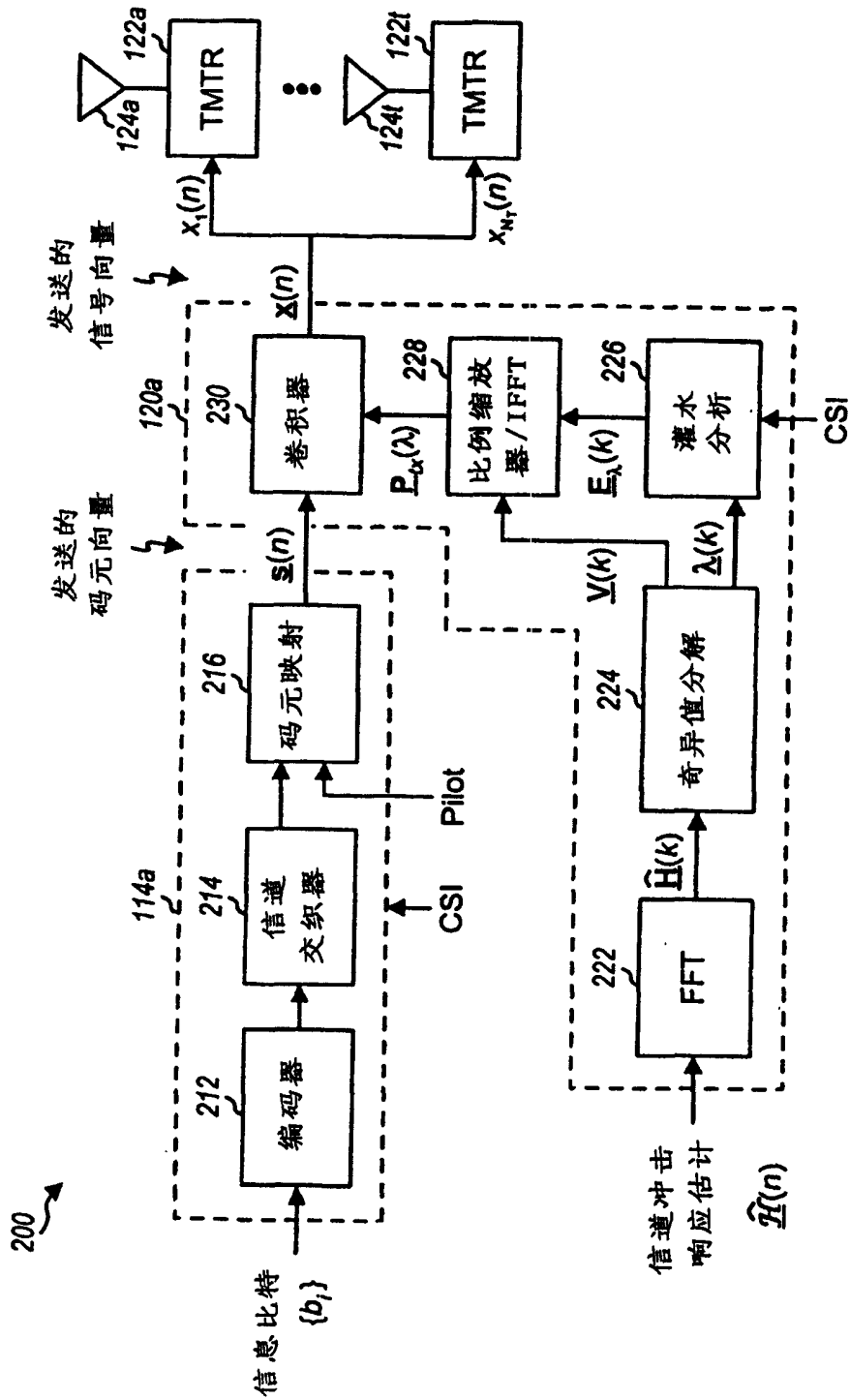


图 2

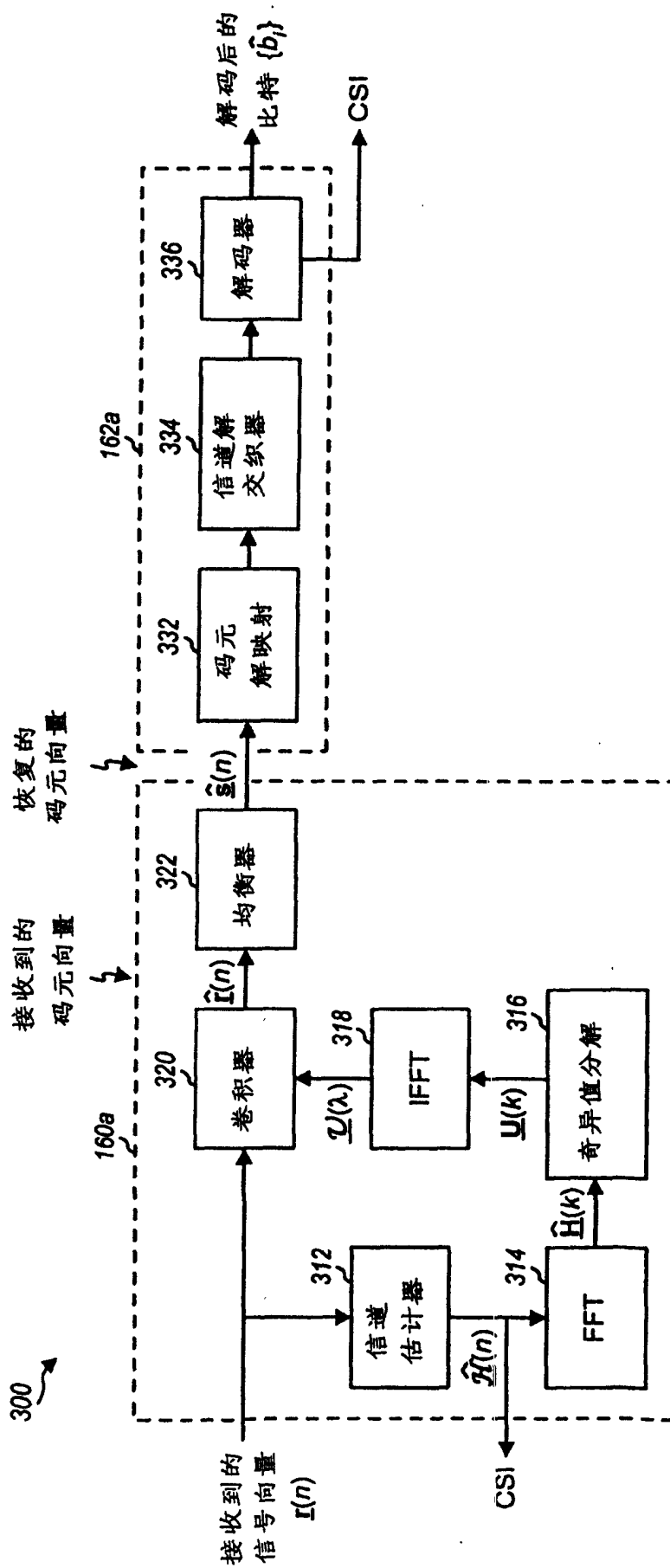


图 3

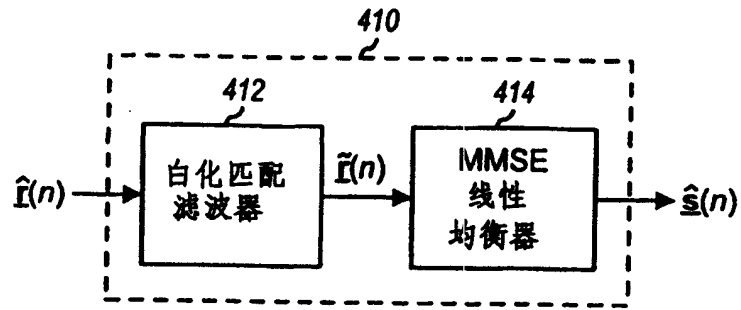


图 4A

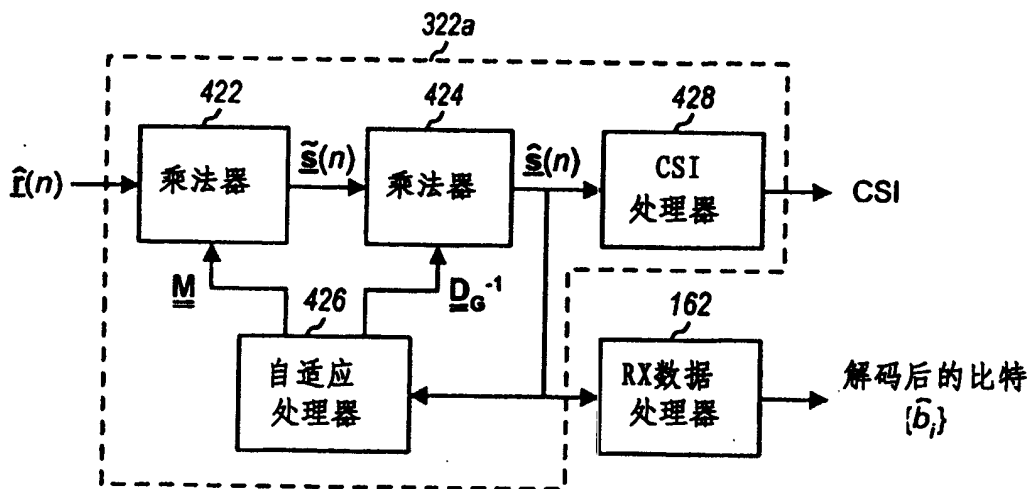


图 4B

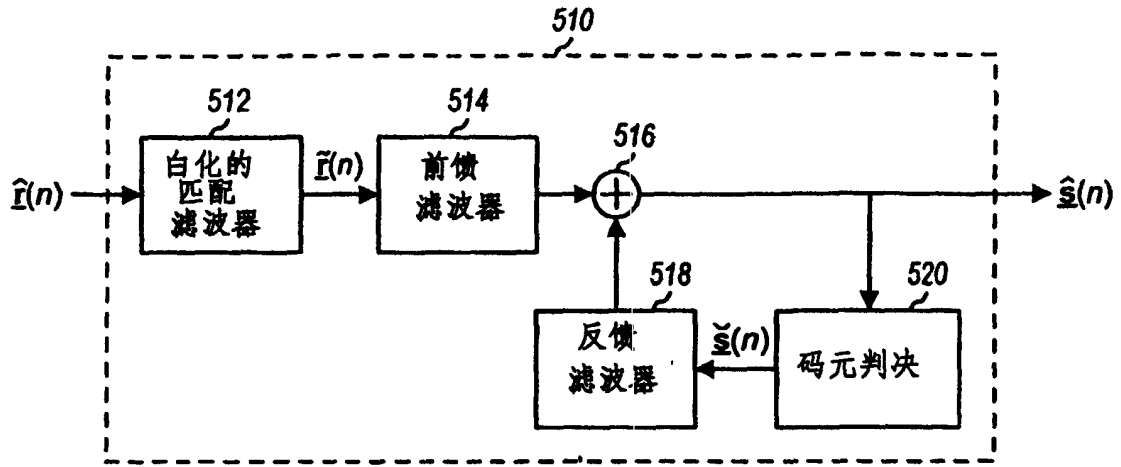


图 5A

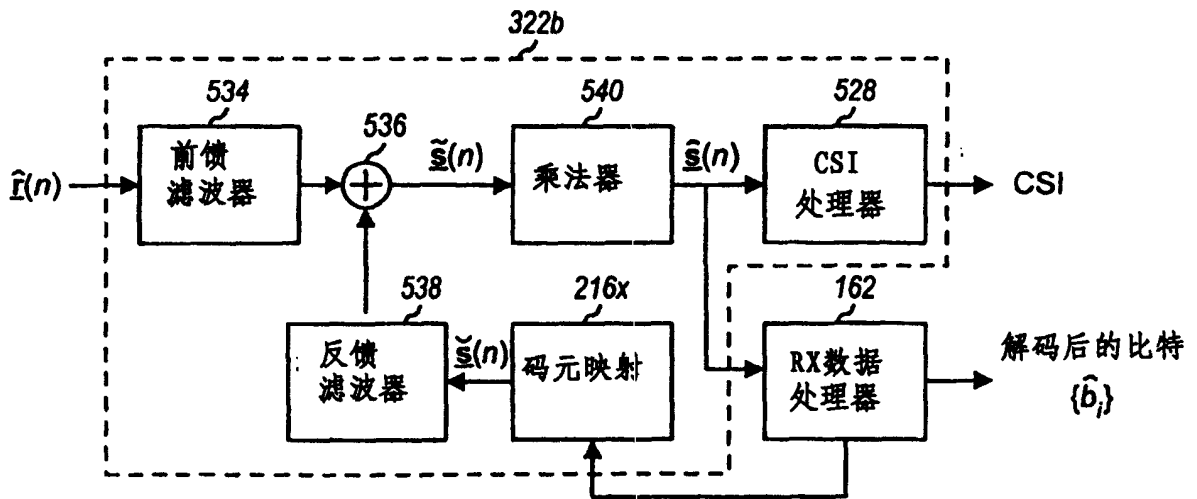


图 5B