

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200380100094. X

[51] Int. Cl.

H04L 1/06 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

[43] 公开日 2006 年 3 月 1 日

[11] 公开号 CN 1742457A

[22] 申请日 2003.10.10

[21] 申请号 200380100094. X

[30] 优先权

[32] 2002.10.15 [33] GB [31] 0223973.9

[86] 国际申请 PCT/JP2003/013066 2003.10.10

[87] 国际公布 WO2004/036345 英 2004.4.29

[85] 进入国家阶段日期 2004.7.9

[71] 申请人 株式会社东芝

地址 日本东京都

[72] 发明人 余梦霜

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

代理人 康建峰

权利要求书 5 页 说明书 22 页 附图 6 页

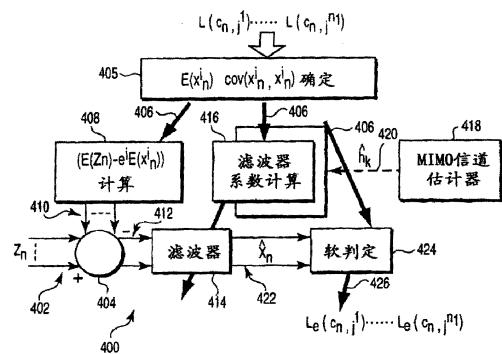
[54] 发明名称

均衡装置和方法

[57] 摘要

本发明涉及用于均衡的装置、方法和计算机程序代码。描述了一种用于接收器中的软输入软输出(SISO)均衡器，其中该接收器用于从配置成同时从多个发射天线发射数据的发射器接收数据。该均衡器包括：至少一个接收信号输入端，用于输入接收信号；多个似然值输入端，一一对应于每个发射天线，用于从SISO解码器输入多个解码信号似然值；处理器，配置成根据该多个信号似然值为来自每一个发射天线的信号确定估计平均值和协方差值；期望信号确定器，耦合于处理器，用于使用这些平均值确定期望接收信号值；减法器，耦合于接收信号输入端，用于从接收信号中减去期望接收信号值以提供补偿信号；滤波器，耦合于减法器，用于对补偿信号进行滤波以提供一一对应于每个发射天线的多个估计发射信号值；滤波器系数确定器，耦合于

处理器，用于使用这些协方差值确定滤波器的系数；以及输出级，耦合于滤波器，用于输出一一对应于每个发射天线的多个发射信号似然值以输入到SISO解码器。



1. 一种用于采用多个发射天线的通信系统的接收器中的软输入软输出(SISO)均衡器，该均衡器包括：

至少一个接收信号输入端，用于输入接收信号；

多个似然值输入端，一一对应于每个发射天线，用于从 SISO 解码器输入多个解码信号似然值；

处理器，配置成根据所述多个信号似然值为来自每一个所述发射天线的信号确定估计平均值和协方差值；

期望信号确定器，耦合于所述处理器，用于使用所述平均值确定期望接收信号值；

减法器，耦合于所述接收信号输入端，用于从所述接收信号中减去所述期望接收信号值以提供补偿信号；

滤波器，耦合于所述减法器，用于对所述补偿信号进行滤波以提供一一对应于每个所述发射天线的多个估计发射信号值；

滤波器系数确定器，耦合于所述处理器，用于使用所述协方差值确定所述滤波器的系数；以及

输出级，耦合于所述滤波器，用于输出一一对应于每个所述发射天线的多个发射信号似然值以输入到所述 SISO 解码器。

2. 如权利要求 1 所述的 SISO 均衡器，还包括调整器，用于根据所述估计平均值以一定的数量调整所述期望接收信号值。

3. 如权利要求 2 所述的 SISO 均衡器，还包括滤波器增益控制器，配置成根据所述估计协方差值控制所述滤波器的增益。

4. 如前面权利要求中的任一项所述的 SISO 均衡器，其中所述滤波器包括线性或横向滤波器。

5. 如前面权利要求中的任一项所述的 SISO 均衡器，其中所述滤波器系数确定器配置成根据均方差代价函数确定所述滤波器系数。

6. 如权利要求 1 所述的 SISO 均衡器，其中所述滤波器系数确定器配置成响应从来自所述 SISO 解码器的所述信号似然值获得的估计发射

信号值的协方差值来确定所述滤波器系数。

7. 如前面权利要求中的任一项所述的 SISO 均衡器，配置成采用基本上不变的滤波器系数来均衡接收数据符号块或分组。

8. 如权利要求 7 所述的 SISO 均衡器，其中所述滤波器系数确定器配置成在频域工作，所述均衡器还包括位于所述滤波器之前的傅立叶变换部件和位于所述滤波器之后的傅立叶反变换部件。

9. 如前面权利要求中的任一项所述的 SISO 均衡器，用于接收器中，所述接收器用于从配置成同时从多个发射天线发射数据的发射器接收数据，所述均衡器包括多个接收信号输入端，所述输入端均耦合于所述减法器，用于从多个接收天线一一输入多个接收信号，并且其中所述减法器配置成从所述多个接收信号中减去与所述多个接收天线相关的多个期望信号值以向所述滤波器提供补偿信号。

10. 一种接收器，包括如前面权利要求中的任一项所述的 SISO 均衡器。

11. 一种配置成与 SISO 解码器一起使用以均衡来自多天线发射器的数据的 SISO MIMO turbo 均衡器，该均衡器包括具有多个软输入和提供多个软输出的多维横向滤波器，该均衡器配置成从所述 SISO 解码器接收软信息并且使用所述软信息来调整所述横向滤波器的系数以减轻 MSI 和 ISI。

12. 如权利要求 11 所述的 SISO MIMO turbo 均衡器，还配置成根据最小均方差(MMSE)准则调整所述横向滤波器系数。

13. 如权利要求 11 或 12 所述的 SISO MIMO turbo 均衡器，其中所述滤波器在频域工作，并且所述系数包括频域系数，该均衡器还包括位于所述滤波器之前的傅立叶变换部件和位于所述滤波器之后的傅立叶反变换部件。

14. 如权利要求 11 或 12 所述的 SISO MIMO turbo 均衡器，其中所述滤波器在时域工作，并且其中所述系数包括在包括多个接收符号的符号分组的范围内基本上是时不变的系数。

15. 一种接收器，包括如权利要求 11 至 14 中的任一项所述的 SISO

MIMO turbo 均衡器和所述 SISO 解码器，所述解码器配置成接收所述软均衡器输出为输入。

16. 一种用于在采用具有至少一个接收天线的接收器和具有多个发射天线的发射器的通信系统中均衡接收数据的方法，该方法包括：

从所述至少一个接收天线接收至少一个接收信号；

从 SISO 解码器输入一一对应于每个发射天线的多个解码信号似然值；

根据所述多个信号似然值为来自每一个所述发射天线的信号确定估计平均值和协方差值；

使用所述平均值确定期望接收信号值；

从所述接收信号中减去所述期望接收信号值以提供补偿信号；

使用所述协方差值确定滤波器的系数；

按照所述系数对所述补偿信号进行滤波，以提供一一对应于每个所述发射天线的多个估计发射信号值；以及

输出从所述估计发射信号值获得的一一对应于每个所述发射天线的多个发射信号似然值以输入到所述 SISO 解码器。

17. 如权利要求 16 所述的方法，还包括根据所述估计平均值以一定的数量调整所述期望接收信号值。

18. 如权利要求 17 所述的方法，还包括根据所述估计协方差值控制所述滤波器的增益。

19. 如权利要求 16、17 或 18 所述的方法，其中所述滤波包括线性或横向滤波。

20. 如权利要求 16 至 19 中的任一项所述的方法，其中所述确定步骤基本上最小化均方估计发射信号误差代价函数。

21. 如权利要求 16 所述的方法，其中所述确定步骤响应从来自所述 SISO 解码器的所述信号似然值获得的估计发射信号值的协方差值。

22. 如权利要求 16 至 21 中的任一项所述的方法，还包括在接收数据符号块或分组的范围内保持所述滤波器系数基本上不变。

23. 如权利要求 16 至 22 中的任一项所述的方法，其中在频域执行

所述滤波。

24. 如权利要求 23 所述的方法，还包括在所述滤波之前将所述接收信号变换到频域中，并且在所述滤波之后将所述滤波的结果变换到时域中。

25. 如权利要求 16 至 24 中的任一项所述的方法，用于接收器中，所述接收器用于从配置成同时从多个发射天线发射数据的发射器接收数据，所述方法包括从多个接收天线输入多个接收信号，并且其中所述相减步骤包括从所述多个接收信号中减去与所述多个接收天线相关的多个期望信号值以提供补偿信号进行所述滤波。

26. 一种 turbo 均衡方法，包括根据权利要求 18 至 25 中的任一项迭代性地均衡数据，并且解码来自所述均衡的所述发射信号似然值以提供解码信号似然值以进行所述均衡。

27. 一种在从配置成同时从多个发射天线发射数据的发射器接收数据的接收器中对数据进行 turbo 均衡的方法，该接收器包括 SISO 解码器，该方法包括：

输入包括接收信号数据块的接收信号向量，其中所述接收信号数据块包含从所述多个发射天线接收的数据；

从所述解码器接收软解码信息；

使用具有从所述接收信号向量获得的多个软输入的线性滤波器处理所述接收数据，以将一一对应于每个发射天线的多个软均衡器输出提供给所述 SISO 解码器；以及

响应所述软解码信息调整所述线性滤波器的系数，以减轻 MSI 和 ISI。

28. 一种在具有 n_1 个发射天线的通信系统的接收器中均衡数据的方法，该方法包括：

输入索引 n 下的包括接收信号数据块的接收信号向量 Z_n ；

从 SISO 解码器输入一组比特似然值 $L(c_{n,j}^i)$ ， $i=1$ 到 n_1 ， $j=1$ 到 m，其中 $c_{n,j}^i$ 表示索引 n 下的 m 比特码字符号的一部分；

使用 $L(c_{n,j}^i)$ 值，为估计发射信号值 x_n^i 确定期望值 $E(x_n^i)$ 和协方差

$\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$, 其中 x_n^i 表示索引 n 下的从发射天线 i 发射的信号的估计值;

使用 $\hat{x}_n^i = K_n^i f_n^{iH} [Z_n - (E(Z_n) - e^i E(x_n^i))]$ 为每个发射天线 i 确定索引 n 下的更新估计发射信号值 \hat{x}_n^i , 其中 $E(Z_n) = \text{HE}(X_n)$, H 是信道脉冲响应矩阵, 并且 $E(X_n)$ 是从 $E(x_n^i)$ 值获得的索引 n 下的估计发射信号向量 X_n 的期望值, 其中 e^i 是矩阵 S 的第 i 列并且 $S = H [0_{n_i \times (N_2+L-1)n_i} \ I_{n_i \times n_i} \ 0_{n_i \times N_1 n_i}]^H$, 其中矩阵 $I_{i \times i}$ 是 $i \times i$ 单位矩阵, 并且 $0_{i \times j}$ 是其中每个元素基本上为零的矩阵, f_n^i 是滤波器矩阵 F_n 的第 i 列, 并且 F_n 从 $\text{cov}(x_n, x_n)$ 获得, 并且其中 K_n^i 是标量滤波器增益; 以及

输出从 \hat{x}_n^i 值获得的均衡似然值 $L_e(c_{n,j}^i)$ 。

29. 如权利要求 28 所述的数据均衡方法, 还包括对所述 $L_e(c_{n,j}^i)$ 值进行解码以提供所述 $L(c_{n,j}^i)$ 值。

30. 如权利要求 29 所述的方法, 包括迭代性地均衡和解码以确定 $L_e(c_{n,j}^i)$ 和 $L(c_{n,j}^i)$ 的值, 直到达到终止标准。

31. 如权利要求 30 所述的方法, 还包括对所述 $L_e(c_{n,j}^i)$ 值进行解交织, 并且对所述 $L(c_{n,j}^i)$ 值进行交织。

32. 如权利要求 28 至 31 中的任一项所述的方法, 其中 F_n 从 $[R_{WW} + HR_{XX}H^H]^{-1}S$ 获得, 其中 $R_{WW} = \text{cov}(x_n, x_n)$, 并且 R_{WW} 是噪声协方差矩阵。

33. 如权利要求 28 至 32 中的任一项所述的方法, 其中 n 索引时间。

34. 如权利要求 28 至 32 中的任一项所述的方法, 其中 n 索引频率。

35. 处理器控制代码, 当运行时, 实现如权利要求 16 至 34 中的任一项所述的方法。

36. 一种载体, 承载如权利要求 35 所述的处理器控制代码。

37. 一种均衡器, 配置成根据如权利要求 16 至 34 中的任一项所述的方法工作。

38. 一种数据通信接收器, 包括如权利要求 37 所述的均衡器。

均衡装置和方法

技术领域

本发明涉及一种用于在通信系统中进行均衡的装置、方法和计算机程序代码，其中接收器从多个发射天线接收信号，并且特别是其中该多个发射天线与单个发射器相关联。

背景技术

在采用具有多个发射天线的发射器的情况下，由于从不同发射天线接收的信号相互干扰，因此在通信链路中产生一个特定问题。这导致所谓的多流干扰(MSI)并且造成解码困难。然而，潜在的优点是大大提高了该通信链路的吞吐量(也就是，更高的比特速率)。在这种 MIMO(多输入多输出)通信链路中，由发射器的多个发射天线提供(到矩阵信道的)“输入”，并且由多个接收天线提供(从矩阵信道的)“输出”。因此，每个接收天线接收来自发射器所有发射天线的信号的组合，其中该信号组合必须经过解扰。

典型的无线网络包括多个移动终端(MT)，其中每个移动终端与网络的接入点(AP)或基站进行无线通信。接入点还与中央控制器(CC)通信，而中央控制器又可能具有到其他网络例如固定以太网类型网络的链路。直到最近，才投入了相当大的努力来设计系统以减轻觉察到的多径传播的不利影响，该影响尤其在无线 LAN(局域网)和其他移动通信环境中是普遍的。然而，所述著作 G. J. Foschini 和 M.J.Gans, “On limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas” Wireless Personal Communications vol. 6, no. 3, pp. 311-335, 1998 示出了通过在发射器和接收器双方采用多天线架构(所谓的多输入多输出(MIMO)架构)可以大大提高信道容量。注意力已经转移到对于宽带信道采用时空编码技术(采用 OFDM, 时空编码)。典型地，通过训练

序列获取该编码的最大似然检测的信道状态信息(CSI)，然后将所得到的 CSI 估计提供给维特比解码器。

根据周期性导频序列和插值滤波器的使用在 MIMO 系统中进行时空代码检测的技术在 A. Naguib, V. Tarokh, N Seshadri 和 A. Calderbank “A space-time coding based model for high data rate wireless communications” IEEE-J-SAC vol.16, pp. 1459-1478, Oct 1998 中有描述。

图 1 示出 Naguib 等人所述的技术所运行的上下文中的 MIMO 通信系统 100。信息源 101 在时间 I 将信息符号 $s(I)$ 提供给时空编码器 102，时空编码器 102 将符号编码为 N 个代码符号 $c_1(I), c_2(I), \dots, c_N(I)$ ，其中每一个从发射天线 104 之一同时发射。 M 个接收天线 106 分别接收输入到接收器 108 的信号 $r_1(I), \dots, r_M(I)$ 。接收器 108 在输出端 110 提供编码发射符号 $\hat{s}(I)$ 的估计 $\hat{s}(I)$ 。在发射天线和接收天线之间存在多个信道，例如，对应于两个发射天线和两个接收天线的所有信道。Naguib 等人所述的技术在发射信号中使用周期性导频序列以估计这些信道的时变响应。

第三代移动电话网络使用 CDMA(码分多址)扩频信号以在移动台和基站之间跨越无线接口通信。这些 3G 网络采用国际移动电信 IMT-2000 标准(www.ituinit)实现。3G 网络的无线接入部分统称作 UTRAN(通用陆地无线接入网)，而包括 UTRAN 接入网的网络统称作 UMTS(通用移动电信系统)网络。UMTS 系统是由可以在 www.3gpp.org 找到的第三代伙伴计划(3GPP, 3GPP2)技术规范产生的标准的主题。尽管尚未规定，第四代移动电话网络可能采用基于 MIMO 的技术。

在实际数据通信系统中，信道内的多径导致符号间干扰(ISI)，该干扰经常通过均衡和前向纠错的组合来校正。例如，线性均衡器有效地对接收数据和信道脉冲响应的倒数执行卷积操作以产生基本上消除了 ISI 的数据估计。最优均衡器可以例如利用维特比算法来采用最大似然(ML)序列估计或最大先验估计(MAP)。在采用卷积码保护了数据的情况下，可以采用软输入维特比解码器，这通常是与数据交织一起以减少突发错

误的影响。该方法提供最优均衡，但是随着符号表大小和序列长度(或者等同地信道脉冲响应长度)增大，它变得不实用。

与非迭代联合信道均衡和解码相比，Turbo 均衡实现接近于最优的结果，但是大大降低了复杂度。一般而言，turbo 均衡是指在均衡器和解码器之间交换软(似然)信息直到达到共识的迭代性过程。信道响应对数据符号的影响类似于纠错码来处理，并且典型地对于两者使用软输出维特比算法(SOVA)。然而，同样，这些技术对于大的延迟扩展和符号表变得不切实际地复杂，特别是当可能需要若干次处理迭代来实现单个数据块的收敛时，更是如此。在对于每个发射天线或发射-接收天线对存在不同信道响应并且来自多个发射天线的信号必须被解开(disentangle)和均衡的情况下，这些困难严重加剧。

Tuchler 等人的论文(Minimum Mean Squared Error Equalization Using A-priori Information, Michael Tuchler, Andrew Singer, Ralf Koetter, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, pp. 673-683, March 2002)描述了一种 turbo 均衡的简化方法，其中采用单个发射天线。在该论文中，传统 MAP 均衡器被具有采用在噪声分布和符号分布上求值的最小均方差(MMSE)准则来更新的滤波器系数的线性均衡器(也就是，线性或横向滤波器)所代替。发射符号 x_n 的线性估计 \hat{x}_n 通过方程 $\hat{x}_n = a_n^H z_n + b_n$ 采用观察值 z_n 来确定，其中上标 H 表示埃尔米特算子，并且 a_n 和 b_n 是估计器的系数(严格地说，由于常数 b_n ，估计应称作是仿射的(affine)而不是线性的)。这些系数选成最小化 MSE 代价 $E(|x_n - \hat{x}_n|^2)$ ，其中 $E(\cdot)$ 表示平均值或期望值。由于信息从纠错解码器反馈到均衡器，因此滤波器系数随着时间发生变化，因此为所要估计的每个数据符号重新计算。相关技术描述于 WO 02/15459。

Tuchler 等人论文的内容有助于理解本发明，本发明基于该著作，并且对之扩展，在此特别地将该论文的章节 II 和 III 引作参考。

另一篇论文，Tetsushi Abe 和 Tad Matsumoto，“Space-Time Turbo Equalization and Symbol Detection in Frequency Selective MIMO Channels”，Proc. Veh. Techn. Conference, IEEE VTS 5th, Vol. 2, pg 1230-

1234, 2001 描述了 turbo 均衡对具有多个用户(发射器)的 MIMO 系统的应用。然而，该论文所述的简化方法仅适于 BPSK，而不适于例如由无线 LAN 网络使用的其他(更高)调制方案。因此仍然需要用于具有多天线发射器的系统的改进式技术特别是改进式算法。

其他背景现有技术可以在 US 2002/0110188、Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA, Xiaodong Wang, H. Vincent Poor, IEEE Trans. Comms. Vol 47, No. 7, July 1999, pp. 1046-1061、以及 Iterative Receivers for Multiuser Space-Time Coding Systems, Ben Lu and Xiaodong Wang, IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. 18 No. 11, Nov 2000, pp. 2322-2335 中找到，其中 US 2002/0110188 也在 SISO(软输入软输出)turbo 均衡中采用自适应线性滤波。在这些文献中，“软”信息是指与例如通过将比特规定为逻辑一或零的硬比特判定而产生的硬信息相对的与特定比特、符号或信号值的似然性有关的信息。更复杂的基于格子(trellis)和基于贝叶斯判决规则(Bayesian)的 SISO 均衡器组件也已经用于迭代性 turbo 均衡，其中均衡器和解码器迭代性地交换发射符号似然信息以改善接收器的比特错误率。

采用 MMSE 或零强制(zero-forcing)准则的基于滤波器的均衡器、基于贝叶斯判决规则的均衡器和基于格子的均衡器如(MAP)和最大似然序列估计(MLSE)均衡器全都已经用于宽带 MIMO 系统以减轻 ISI 和 MSI。使用迭代性 turbo 均衡技术以在 MIMO 系统中进行均衡也是公知的。然而，采用基于格子或贝叶斯判决规则的 SISO 均衡的 turbo 均衡器具有高计算复杂度，并且该计算复杂度随着信道响应长度和所采用调制的可能状态/电平数呈指数增长。Tuchler 等人所述的简化 turbo 均衡方案、WO 02/15459 和 US 2002/0110188 考虑具有多个接收天线的系统，但不能在具有多个发射天线的系统中进行均衡。应该理解，对于多个接收天线和单个发射天线，每个接收天线与单个信道相关联，而对于多个发射天线，由于接收来自不同发射天线的信号的组合，因此情况复杂得多。

因此需要一种适于在 MIMO 通信系统中减轻 MSI 和 ISI 的较低计算复杂度 turbo 均衡方案。

发明内容

因此，根据本发明的第一方面，提供了一种用于采用多个发射天线的通信系统的接收器中的软输入软输出(SISO)均衡器，该均衡器包括：至少一个接收信号输入端，用于输入接收信号；多个似然值输入端，一一对应于每个发射天线，用于从 SISO 解码器输入多个解码信号似然值；处理器，配置成根据该多个信号似然值为来自每一个发射天线的信号确定估计平均值和协方差值；期望信号确定器，耦合于处理器，用于使用这些平均值确定期望接收信号值；减法器，耦合于接收信号输入端，用于从接收信号中减去期望接收信号值以提供补偿信号；滤波器，耦合于减法器，用于对补偿信号进行滤波以提供一一对应于每个发射天线的多个估计发射信号值；滤波器系数确定器，耦合于处理器，用于使用这些协方差值确定滤波器的系数；以及输出级，耦合于滤波器，用于输出一一对应于每个发射天线的多个发射信号似然值以输入到 SISO 解码器。

该均衡器可以用于 MIMO 通信系统的接收器中，在这种情况下，提供多个接收信号输入端，并且采用 MIMO 滤波器。一般而言，多输出或 MIMO 线性(仿射)或横向滤波器的使用提供在各实施例中随着信道脉冲响应(CIR)长度和信号星座(constellation)大小的增加而仅线性增长的计算复杂度。借助于来自解码器的软信息，可以共同减轻来自分散信道的 ISI 和来自多个发射天线的信号中的 MSI(在本发明的多个实施例中，一些残余 ISI 可能存在于均衡器输出端，但是可以基本上消除 MSI)。因此，本发明的各实施例能够提供 MIMO 系统的低计算复杂度迭代性 turbo 均衡解决方案，其中传统技术是不实用的。均衡器的实施例特别有用于较高分散的信道。根据在发射器上所采用的编码器，任何适当传统解码器可以与该均衡器一起使用，其中该解码器包括但不限于卷积、块、turbo、低密度奇偶校验或时空格子解码器或者这些解码器

的串行或并行结合。

在多个实施例中，期望接收信号值包括例如通过将信道响应(H)施加于期望或估计发射信号($E(X)$)而获得的接收信号的 ISI(和/或 MSI)分量。最好，期望接收信号值根据从来自 SISO 解码器的信号似然值获得的估计发射信号值的期望值例如期望符号干扰值以一定的数量进行调整。对于第 n 发射符号，对来自第 i 发射天线的信号 x_n^i 的干扰可以如后所述根据 $e^i E(x_n^i)$ 来确定，其中 e^i 是符号干扰矩阵 S 的第 i 列。

最好，滤波器系数根据均方差代价函数特别是 MMSE 函数来确定，并且提供滤波器增益控制器来根据从信号似然值获得的估计发射信号值的协方差值控制滤波器的增益。同样，其数学基础将在后面进行描述。

为了进一步降低计算复杂度，滤波器系数可以在接收符号的分组或块的范围内保持不变而不是逐符号地重新计算。类似地，例如在单载波调制系统中，可以通过将接收符号的分组或块变换到频域以并行处理然后变换回到时域来在频域而不是时域中计算滤波器系数。或者，在符号处于频域的 OFDM(正交频分复用)系统中，在频域均衡之后不需要诸如 IFFT(快速傅立叶反变换)的变换。

可以提供一种接收器，该接收器包括均衡器和解码器并且最好提高发射数据的无关性，另外，该接收器在均衡器之后还包括解交织器，并且包括用来交织从解码器到均衡器的似然值输入的交织器。该接收器可以例如包括在具有多个发射天线的通信系统的移动终端、基站或接入点中以例如提高数据速率并且/或者在采用发射分集的情况下提高鲁棒性。

根据本发明的另一个方面，提供了一种用于在采用具有至少一个接收天线的接收器和具有多个发射天线的发射器的通信系统中均衡接收数据的方法，该方法包括：从该至少一个接收天线接收至少一个接收信号；从 SISO 解码器输入一一对应于每个发射天线的多个解码信号似然值；根据该多个信号似然值为来自每一个发射天线的信号确定估计平均值和协方差值；使用这些平均值确定期望接收信号值；从接收信号中减

去期望接收信号值以提供补偿信号；使用这些协方差值确定滤波器的系数；按照这些系数对补偿信号进行滤波以提供一一对应于每个发射天线的多个估计发射信号值；以及输出从这些估计发射信号值获得的一一对应于每个发射天线的多个发射信号似然值以输入到 SISO 解码器。

根据本发明的另一方面，提供了一种配置成与 SISO 解码器一起使用以均衡来自多天线发射器的数据的 SISO MIMO turbo 均衡器，该均衡器包括具有多个软输入和提供多个软输出的多维横向滤波器，该均衡器配置成从 SISO 解码器接收软信息并且使用该软信息来调整横向滤波器的系数以减轻 MSI 和 ISI。

在另一方面，本发明提供了一种在从配置成同时从多个发射天线发射数据的发射器接收数据的接收器中对数据进行 turbo 均衡的方法，该接收器包括 SISO 解码器，该方法包括：输入包括接收信号数据块的接收信号向量，其中该接收信号数据块包含从多个发射天线接收的数据；从该解码器接收软解码信息；使用具有从接收信号向量获得的多个软输入的线性滤波器处理接收数据，以将一一对应于每个发射天线的多个软均衡器输出提供给 SISO 解码器；以及响应软解码信息调整线性滤波器的系数以减轻 MSI 和 ISI。

本发明还提供一种在具有 n_r 个发射天线的通信系统的接收器中均衡数据的方法，该方法包括：输入索引 n 下的包括接收信号数据块的接收信号向量 Z_n ；从 SISO 解码器输入一组比特似然值 $L(c_{n,j}^i)$ ， $i=1$ 到 n_r ， $j=1$ 到 m ，其中 $c_{n,j}^i$ 表示索引 n 下的 m 比特码字符串的一部分；使用 $L(c_{n,j}^i)$ 值，为估计发射信号值 x_n^i 确定期望值 $E(x_n^i)$ 和协方差 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ ，其中 x_n^i 表示索引 n 下的从发射天线 i 发射的信号的估计值；使用 $\hat{x}_n^i = K_n^i f_n^{iH} [Z_n - (E(Z_n) - e^i E(x_n^i))]$ 为每个发射天线 i 确定索引 n 下的更新估计发射信号值 \hat{x}_n^i ，其中 $E(Z_n) = H E(X_n)$ ， H 是信道脉冲响应矩阵，并且 $E(X_n)$ 是从 $E(x_n^i)$ 值获得的索引 n 下的估计发射信号向量 X_n 的期望值，其中 e^i 是矩阵 S 的第 i 列并且 $S = H [0_{n_r \times (N2+L-1)n_r} \ I_{n_r \times n_r} \ 0_{n_r \times N1n_r}]^H$ ，其中矩阵 $I_{i \times i}$ 是 $i \times i$ 单位矩阵，并且 $0_{i \times j}$ 是其中每个元素基本上为零的矩阵， f_n^i 是滤波器矩阵 F_n 的第 i 列，并且 F_n 从 $\text{cov}(x_n, x_n)$ 获得，并且其中 K_n^i 是标量滤波器增益；以

及输出从 \hat{x}_n^i 值获得的均衡似然值 $L_e(c_{n,j}^i)$ 。

根据所采用的调制方案，发射符号索引 n 可以索引时间和/或频率。

本领域的技术人员应该认识到上述均衡器和方法可以使用处理器控制代码来实现，并且/或者实施在其中。因此，在另一方面，本发明提供例如载体介质如盘、CD-ROM 或 DVD-ROM，程序化存储器如只读存储器(固件)上或者数据载体如光或电信号载体上的该代码。本发明的各实施例可以在 DSP(数字信号处理器)、ASIC(专用集成电路)或 FPGA(场可编程门阵列)上实现。因此，该代码可以包括传统程序代码、微代码或者例如用于设置或控制 ASIC 或 FPGA 的代码。在一些实施例中，该代码可以包括采用硬件描述语言如 Verilog(商标)或 VHDL(超高速集成电路硬件描述语言)的代码。本领域的技术人员应该理解，本发明各实施例的处理器控制代码可以分布在相互通信的多个耦合组件之间。

现在将参照附图仅作为示例进一步描述本发明的这些和其他方面，其中：

附图说明

图 1 示出公知的 MIMO 时空编码通信系统；

图 2 示出 MIMO 信道模型的方框图；

图 3 示出根据本发明一个实施例的 MMSE MIMO turbo 均衡过程的流程图；

图 4 示出根据本发明一个实施例的基于滤波器的软输入软输出 MIMO 均衡器的方框图；

图 5 示出包括采用图 4 的 MIMO 均衡器的接收器的 MIMO 通信系统；

图 6 示出根据本发明另一个实施例的基于滤波器的频域软输入软输出 MIMO 均衡器的方框图；

图 7 示出包括配置成根据本发明一方面的实施例工作的均衡器的接收器；以及

图 8 针对均衡解码迭代的不同次数示出根据本发明一个实施例的 turbo 均衡器的比特错误率性能相对于接收信号与噪声之比的关系。

具体实施方式

参照图 2，该图示出了 MIMO 信道模型的方框图 200。多流发射器具有第一 n_1 个发射天线 202，并且发射组成到矩阵信道 206 的“输入”的时间 n 下的各个符号 $x_n^1, x_n^2, \dots, x_n^{n_1}$ 。 n_0 个接收天线 204 以接收信号 $z_n^1, z_n^2, \dots, z_n^{n_0}$ 的形式提供从 $n_1 \times n_0$ MIMO 矩阵信道的“输出”。在第 i 发射天线和第 j 接收天线之间存在具有关联信道响应 $h_n^{i,j}$ 的信道。每个接收天线上的接收信号还包含噪声分量 w_n^j 。

在 $n_1 \times n_0$ MIMO 系统中，MIMO 均衡器旨在提供每一个信令时刻的 n_1 个发射数据符号的估计。来自多个发射天线的数据在相同或重叠时间发射并且以相同或重叠频率使用，因此引入了 MSI 以及来自分散宽带信道的 ISI。在一些系统中，相同或相关数据从不同发射天线发射，从而提供冗余或分集。在其他系统中，不同数据流从每个发射天线发射以例如提供更高的总体数据速率。

一般而言，在本发明的各实施例中，turbo 均衡器采用多维横向滤波器的形式。借助于与从解码器接收的多个发射数据信号相关的软信息，滤波器系数根据最小均方差(MMSE)准则来调整以减轻符号间干扰 (ISI) 和多流干扰(MSI) 的影响并且提供软输出。均衡器并行处理来自所有发射天线的信号(虽然在基于处理器的实施例中有可能采用时间复用方式)，因此能够“检测”和均衡多流信号。来自解码器的软信息或似然信息用来确定多流发射信号的协方差和平均值以估算均衡器的系数以及确定接收信号的平均值或期望值以进行基于 MMSE 的检测。

在各实施例中，可以在时域和频域中的任一种或两者中执行 SISO 均衡。首先将描述时域实现；可选频域实现的详细信息将在后面给出。

均衡器的各单元一般将采用数字信号处理器实现，因此首先将从数学的角度描述均衡器的第一时域实施例的结构和操作。

首先考虑线性、分散且带噪声的具有 n_1 个输入和 n_0 个输出的通信系

统(即 $n_t \times n_o$ MIMO 系统)的信号传输模型。复数基带等效信号模型可以采用下面方程(1)表示:

$$z_n = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x_{n-k} + w_n \quad (1)$$

其中 L 是以符号周期为单位的信道长度, 其中 $z_n = [z_n^1 \ z_n^2 \ \dots \ z_n^{n_o}]^T$ 是由 n_o 个接收天线接收的信号, $w_n = [w_n^1 \ w_n^2 \ \dots \ w_n^{n_o}]^T$ 是噪声分量, $x_n = [x_n^1 \ x_n^2 \ \dots \ x_n^{n_t}]^T$ 是由 n_t 个发射天线发射的信号, 并且 n 标记一个符号(即, 在本例中对应于以符号周期为单位的时间)。分散信道矩阵表示为:

$$h_k = \begin{bmatrix} h_k^{1,1} & h_k^{2,1} & \dots & h_k^{n_t,1} \\ h_k^{1,2} & h_k^{2,2} & \dots & h_k^{n_t,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_k^{1,n_o} & h_k^{2,n_o} & \dots & h_k^{n_t,n_o} \end{bmatrix}$$

在此, $h_k^{i,j}$ 如图 2 所示表示第 i 发射天线和第 j 接收天线之间的通信链路的第 k 信道抽头。

考虑具有(整数) N 个系数或抽头的基于横向滤波器的均衡器的实施例, 其中 $N=N_1+N_2+1$ (N_1 和 N_2 实际上指定滤波器的因果和非因果部分的长度)。该滤波器采用以符号周期为单位的长度 N 的接收信号块的观察值, 该值表示为:

$$Z_n = HX_n + W_n \quad (2)$$

其中

$$Z_n = [z_{n-N_2}^T \ \dots \ z_n^T \ \dots \ z_{n+N_1}^T]^T \quad (3)$$

是 $Nn_o \times 1$ 接收信号向量,

$$W_n = [w_{n-N_2}^T \ \dots \ w_n^T \ \dots \ w_{n+N_1}^T]^T \quad (4)$$

是 $Nn_o \times 1$ 接收噪声向量,

$$X_n = [x_{n-N_2-L+1}^T \ \dots \ x_n^T \ \dots \ x_{n+N_1}^T]^T \quad (5)$$

是与下面给出的 $Nn_o \times (N+L-1)n_i$ 信道脉冲响应(CIR)矩阵 \mathbf{H} 进行卷积的 $(N+L-1)n_i \times 1$ 发射信号向量。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_o & 0_{n_o \times n_i} & \cdots \\ 0_{n_o \times n_i} & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_o & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ \cdots & 0_{n_o \times n_i} & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_o \end{bmatrix} \quad (6)$$

接下来将考虑由均衡器确定滤波器系数和软发射符号估计。

当接收 \mathbf{Z}_n 时根据二阶统计(也就是，平均值和协方差值)对发射符号的最优线性估计 $\hat{x}_n = [\hat{x}_n^1 \ \hat{x}_n^2 \ \cdots \hat{x}_n^{n_i}]^T$ 具有下面方程(7)给出的形式(例如参见“An Introduction to Signal Detection and Estimation”, H. Vincent Poor, Second Edition, Springer, ISBN0-387-94173-8, pp. 221-223):

$$\hat{x}_n = E(x_n) + A_n^H [Z_n - E(Z_n)] \quad (7)$$

其中，如前所述， $E(\cdot)$ 表示平均值或期望值，并且 A_n 是由符号(n)下的 N 个线性滤波器/均衡器系数构成的系数集。从方程(7)可以看出，发射符号的估计 \hat{x}_n 是时间 n 下的接收信号向量 Z_n 与 ISI 和 MSI 分量 $E(Z_n)$ 之间的滤波差值的平均偏置(mean offset)。

通过最小化均方差代价函数 $E(|x_n - \hat{x}_n|^2)$ ，滤波器系数 A_n 的最优集如下给出：

$$A_n = \text{cov}(Z_n, Z_n)^{-1} \text{cov}(Z_n, x_n) \quad (8)$$

其中协方差算子 $\text{cov}(x, y) = E(xy^H) - E(x)E(y^H)$ 。方程(7)可以表达为下面形式：

$$\hat{x}_n = E(x_n) + \text{cov}(x_n, x_n) F_n^H [Z_n - E(Z_n)] \quad (9)$$

其中按照发射信号或该信号的估计以均衡器抽头观察的接收信号的期望值如下给出：

$$E(Z_n) = H E(X_n) \quad (9a)$$

后面可以看到， $E(Z_n)$ 可以根据软解码器输出来确定。在方程(9)中， $Nn_o \times n_i$ 滤波器矩阵 F_n 定义为

$$\begin{aligned} F_n &= R_{zz}^{-1} S \\ &= [R_{ww} + H R_{xx} H^H]^{-1} S \end{aligned} \quad (10)$$

其中，协方差定义为

$$\begin{aligned} R_{zz} &= \text{cov}(Z_n, Z_n), \\ R_{xx} &= \text{cov}(X_n, X_n), \\ R_{ww} &= \text{cov}(W_n, W_n). \end{aligned}$$

从第 n 发射符号引入符号干扰的 $Nn_o \times n_i$ CIR 矩阵 S 如下给出：

$$S = H \begin{bmatrix} 0_{n_i \times (N2+L-1)n_i} & I_{n_i \times n_i} & 0_{n_i \times N1n_i} \end{bmatrix}^H \quad (11)$$

在方程(11)中，矩阵 $I_{i \times i}$ 是 $i \times i$ 单位矩阵，而矩阵 $0_{i \times j}$ 全部包含零。

从包括如方程(6)所定义的信道矩阵 H 的以方程(10)表达的均衡器(滤波器)系数矩阵 F_n 的形式可以理解，均衡器不仅对 ISI 执行均衡，并且还减轻 MSI。

用来计算滤波器系数和估计发射信号的发射信号的平均值和协方差值 $E(x_n)$ 和 $\text{cov}(x_n, x_n)$ 可以使用下面方程(16)和(17)获得。块-对角协方差矩阵 R_{xx} 如下包括 $(N+L-1)$ 个 $\text{cov}(x_n, x_n)$ 块-对角块：

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} \text{cov}(x_{n-N2-L+1}, x_{n-N2-L+1}) & & \\ & \ddots & \\ & & \text{cov}(x_{n+N1}, x_{n+N1}) \end{bmatrix}$$

CIR 矩阵 H 可以在接收器中采用传统方式从 MIMO 信道估计块获得。因此，在一个实施例中，已知导频或训练序列周期性地插入到来自每个发射天线的信号中，并且在接收器上，这些已知序列与来自一个(或多个)接收天线的一个(或多个)输入信号流一起进行编码，并且提供给信道估计器。由于在信号流中提供训练序列具有低交叉相关系数，因此信道估计器能够通过实际上相关每个流的编码已知数据序列与实际接收信号来确定 CIR 矩阵 H 。该信道估计器的一个例子在 Ye Geoffrey Li, “Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit

antennas”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 1, No. 1, pg. 67, Jan 2002 中有描述，在此将其引作参考。

信道估计最好还可以使用估计发射信号 \hat{x}_n^i 作为附加训练符号来迭代执行。对于与此相关的背景信息，可以参考 Tetsushi Abe 和 Tad Matsumoto, “Space-Time Turbo Equalization and Symbol Detection in Frequency Selective MIMO Channels”, Proc. Veh. Techn. Conference, IEEE VTS 5th, Vol. 2, pg 1230-1234, 2001, 在此也将其引作参考。因此，例如，来自解码器的多个解交织输出(一一对应于每个发射天线)可以类似于已知训练序列来重新编码并且提供给信道估计器。这样，在每一次 turbo 均衡迭代时都可以获得 H 的更新估计值，并且这反过来又可以用来计算均衡器系数。

为了获得良好的收敛行为，由均衡器提供的软发射符号信息 \hat{x}_n^i 在迭代结构中应独立于来自解码器的软发射符号信息。在发射器上， m 比特序列，其中 m 是每符号的比特数，编码为发射天线 i 的码字 $c_{n,j}^i \in \{+1, -1\}, j = 1, \dots, m$ 。解码器提供软对数(log)似然比率信息 $L(c_{n,j}^i)$, $j=1, \dots, m$ ，其中 $L(c_{n,j}^i) = \ln\{P(c_{n,j}^i = +1)/P(c_{n,j}^i = -1)\}$ ，从均衡器的观点该信息可以被认为是先验信息。为了提供良好的收敛特性，可用于均衡器的比特 $c_{n,j}^i, j = 1, \dots, m$ 的似然信息(对应于符号 x_n^i)设为 $L(c_{n,j}^i)^{\text{均衡器}} = 0, j = 1, \dots, m$ 以获得 \hat{x}_n^i 的方程。(在 turbo 均衡期间这些值也可以初始化为零)。然后，消除均衡对由解码器提供的 $L(c_{n,j}^i), j = 1, \dots, m$ 的相关性并且设置期望值 $E(x_n^i)^{\text{均衡器}} = 0$ 和协方差 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)^{\text{均衡器}} = \delta_{x,i}^2$ ，其中 $\delta_{x,i}^2$ 是来自发射天线 i 的发射符号的信号方差的初始值，例如一(取决于发射天线的相关增益)，并且方程(9)中的估计发射符号 \hat{x}_n^i 的第 i 分量可以表达为 Fn 的比例化型式(使用矩阵求逆引理)，如下面方程(12)所示：

$$\hat{x}_n^i = K_n^i f_n^{iH} [Z_n - (E(Z_n) - e^i E(x_n^i))] \quad (12)$$

其中，滤波器增益 K_n^i 如下给出：

$$K_n^i = \left(1 + (\delta_{x,i}^2 - \text{cov}(x_n^i, x_n^i)) f_n^{iH} e^i \right)^{-1} \quad (13)$$

在方程(12)和(13)中, f_n^i 是在方程(10)中定义的滤波器矩阵 F_n 的第 i 列, 并且 e^i 是在方程(11)中给出的符号干扰矩阵 S 的第 i 列。

下一步, 描述确定 R_{ZZ}^{-1} 的较低复杂度方法以通过方程(10)计算滤波器矩阵 F_n 。为了避免执行 $Nn_o \times Nn_o$ 协方差矩阵 R_{ZZ} 的直接矩阵求逆从而为符号 \hat{x}_n^i 的每一个估计计算滤波器矩阵 F_n , 可以采用时间递归更新算法。该算法类似于 Tuchler 等人论文所述的算法(ibid)并且利用分区协方差矩阵内公共子矩阵的存在。时间 $n+1$ 下的矩阵 R_{ZZ}^{-1} 可以通过如方程(14)所述操纵子矩阵来确定:

$$R_{zz}^{-1}(n+1) = \begin{bmatrix} U_N & \bar{u}_N \\ \bar{u}_N^H & u_N \end{bmatrix} \quad (14)$$

这些子矩阵又可以根据时间 n 下的先前 R_{ZZ}^{-1} 来确定, 如下面方程(15)所示:

$$\begin{aligned} R_{zz}^{-1}(n) &= \begin{bmatrix} u_P & \bar{u}_P^H \\ \bar{u}_P & U_P \end{bmatrix} \\ U_N &= \sum_P^{-1} + \varpi_N u_N^H \varpi_N^H \\ \bar{u}_N &= -\varpi_N u_N \\ u_N &= [\sigma_N - \omega_N^H \varpi_N]^{-1} \\ \varpi_N &= \sum_P^{-1} \omega_N \\ \begin{bmatrix} \omega_N \\ \sigma_N \end{bmatrix} &= \left[R_{WW} + H R_{XX} H^H \begin{bmatrix} 0_{(N-1)n_o \times n_o} \\ I_{n_o \times n_o} \end{bmatrix} \right] \\ \sum_P^{-1} &= U_P - \bar{u}_P u_P^{-1} \bar{u}_P^H \end{aligned} \quad (15)$$

矩阵 $\omega_N, \sigma_N, u_P, \bar{u}_P, U_P$ 的大小分别为 $(N-1)n_o \times n_o$, $n_o \times n_o$, $n_o \times n_o$, $(N-1)n_o \times n_o$ 和 $(N-1)n_o \times (N-1)n_o$ 。因此可以看到更新矩阵 R_{ZZ}^{-1} 只需要 $n_o \times n_o$ 矩阵 u_P 和 $(\sigma_N - \omega_N^H \omega_N)$ 的矩阵求逆。 R_{WW} 项是噪声协方差, 并且其值例如可以根据接收器带宽在理论上确定(特别是在前端滤波器具有较锐截止的情况下; 另外参见 3GPP TS25.215 v5.2.1 以获得接收功率的背景知识), 通过在接收器上测量噪声(和/或干扰)的电平确定, 或者通过这两者技术的结合来确定。在接收天线的噪声电平类似的情况下, R_{WW} 可以

近似于 I 的分数。

现在将讨论从解码器到均衡器的软(似然)值输入。

按照似然值由解码器提供的软信息用来提供计算方程(9)中的 x_n^i 所需的发射符号的平均值 $E(x_n^i)$ 和协方差 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ 。该平均值和协方差值如下所示获得：

$$E(x_n^i) = \sum_{\alpha_k \in S} \alpha_k P(x_n^i = \alpha_k) \quad (16)$$

以及

$$\text{cov}(x_n^i, x_n^i) = \left(\sum_{\alpha_k \in S} |\alpha_k|^2 P(x_n^i = \alpha_k) \right) - |E(x_n^i)|^2 \quad (17)$$

在发射器上， m 比特 c 的序列映射到从 $Q=2^m$ 元符号表 $S = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_Q\}$ 中选择的符号 x ，其中，每个符号 α_k 对应于 m 比特模式 $s_k = [s_{k,1} \ s_{k,2} \ \dots \ s_{k,m}]$ ， $s_{k,j} \in \{+1, -1\}$ 。发射符号的概率如下给出：

$$\begin{aligned} P(x_n^i = \alpha_k) &= \prod_{j=1}^m P(c_{n,j}^i = s_{k,j}) \\ &= \prod_{j=1}^m 1/2 \cdot \{1 + s_{k,j} \tanh(L(c_{n,j}^i)/2)\} \\ i &= 1, \dots, n_I, k = 1, \dots, Q \end{aligned} \quad (18)$$

下一步将考虑从均衡器到解码器的软(似然)值输出。

在均衡器的输出，假定估计符号的概率密度函数 $p(x_n^i | c_n^i = s_k)$ 是具有平均值 $\mu_{n,k}^i$ 和方差 $\sigma_{n,k}^{2,i}$ 的高斯概率密度函数。因而包含在发射符号中的比特的对数似然比如下给出：

$$\begin{aligned} L_e(c_{n,j}^i) &= \ln \left(\sum_{\forall s_k: s_{k,j}=+1} \exp \left(\frac{-|E(\hat{x}_n^i - \mu_{n,k}^i)|^2}{\sigma_{n,k}^{2,i}} + \phi_{n,j}^i \right) \right) \\ &\quad - \ln \left(\sum_{\forall s_k: s_{k,j}=-1} \exp \left(\frac{-|E(\hat{x}_n^i - \mu_{n,k}^i)|^2}{\sigma_{n,k}^{2,i}} + \phi_{n,j}^i \right) \right) \\ \phi_{n,j}^i &= \sum_{\forall j': j' \neq j} s_{k,j'} L(c_{n,j'}^i) / 2 \end{aligned} \quad (19)$$

根据为方程(12)中的发射符号 x_n^i 的估计获得的导数，均衡器输出的平均值和方差则可以写成：

$$\begin{aligned}\mu_{n,k}^i &= K_n^i f_n^{iH} \left[E(Z_n | x_n^i = \alpha_k) - (E(Z_n) - e^i E(x_n^i)) \right] \\ &= K_n^i \alpha_k f_n^{iH} e^i\end{aligned}\quad (20)$$

以及

$$\begin{aligned}\sigma_{n,k}^{2,i} &= K_n^{i2} f_n^{iH} \text{cov}(Z_n, Z_n | x_n^i = \alpha_k) f_n^i \\ &= K_n^{i2} (f_n^{iH} R_{zz} f_n^i - \text{cov}(x_n^i, x_n^i) f_n^{iH} e_n^i e_n^{iH} f_n^i)\end{aligned}\quad (21)$$

在方程(19)中用来计算均衡器的软输出的指数对数和 $\ln\left(\sum_{k=1}^n \exp(\lambda_k)\right)$ 最好可以利用雅可比对数关系来计算：

$$\begin{aligned}\ln\left(\sum_{k=1}^n \exp(\lambda_k)\right) &= J(\lambda_n, J(\lambda_{n-1}, \dots, J(\lambda_3, J(\lambda_2, \lambda_1)) \dots)) \\ J(\lambda_1, \lambda_2) &\approx \max(\lambda_1, \lambda_2) + f_c(|\lambda_1 - \lambda_2|)\end{aligned}$$

在此， $f_c(x)$ 是可以采用下面表 1 给出的查询表制表的对数校正函数。

表 1

x	$f_c(x)$
$x > 3.7$	0.0
$3.7 \geq x > 2.25$	0.05
$2.25 \geq x > 1.5$	0.15
$1.5 \geq x > 1.05$	0.25
$1.05 \geq x > 0.7$	0.35
$0.7 \geq x > 0.43$	0.45
$0.43 \geq x > 0.2$	0.55
$0.2 \geq x$	0.65

这样，技术的计算复杂度可以通过将似然计算中对数和指数函数的使用替代为简单的查询表和“`max()`”函数来降低。

为了进一步减轻计算复杂度，均衡器系数即分别在方程(10)和(13)中

定义的项 F_n 和 K_n^i 可以设为不随着时间 n 变化。可以替代使用 P 个符号的接收符号分组的范围内协方差矩阵的平均值 $\bar{R}_{xx} = \frac{1}{P} \sum_{n=1}^P \text{cov}(X_n, X_n)$ 和 $\overline{\text{cov}(x_n^i, x_n^i)} = \frac{1}{P} \sum_{n=1}^P \text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ 来计算方程(10)和(13)中的系数。然后可以使用这些时不变均衡器系数 F 和 K^i 来帮助降低方程(12)中发射符号 \hat{x}_n^i 的计算复杂度。

图 3 示出实现上述 turbo 均衡过程的流程图。在步骤 S800 确定或选择系统参数包括例如符号表 S 和滤波器系数数目 $N=N1+N2$ ($N1$ 和 $N2$ 典型地选成 $N1=N2=L$)。然而，严格地说，这不是实际均衡过程的一部分。

在步骤 S802，例如通过设置 $E(x_n^i) = 0$ ， $\text{cov}(x_n^i, x_n^i) = \delta_{x,i}^2$ 和 $L(c_{n,j}^i) = 0$ (等于 0 的对数似然比 $L(.)$ 意味着 $c=+1$ 和 $c=-1$ 是等概率的)来初始化均衡器参数，然后在步骤 S804，从一个或多个接收器输入接收信号块 Z_n ，并且在步骤 S806，从信道估计器输入估计 CIR 矩阵 H 。

在步骤 S808，使用方程(16)、(17)和(18)(在第一次迭代之后)根据来自 SISO 解码器的发射比特的先验信息 $L(c_{n,j}^i), i = 1, \dots, n_1, j = 1, \dots, m$ (其中 m 是每符号的比特数)获得发射符号的平均值 $E(x_n^i)$ 和协方差 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ 。然后，在步骤 S812，使用发射符号的平均值 $E(x_n^i)$ 和协方差 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ ，获得均衡器系数 F_n 和 K_n^i (分别使用方程(10)和(13))，并且使用方程(9a)确定接收信号的平均值 $E(Z_n)$ 。然后通过方程(12)给出估计发射信号 \hat{x}_n^i ，并且在估计发射符号和与发射比特相关的先验信息已知的情况下使用方程(19)获得发射符号的“外在”信息 $L_e(c_{n,j}^i)$ ，该信息将提供从均衡器到 SISO 解码器的软输入。

在步骤 S814 执行与在编码之后且在发射器发射数据之前执行的交织相对应的解交织。因此，来自均衡器的外在信息在传到解码器之前经过解交织。然后，在步骤 S816，在解码级使用与发射比特相关的外在信息作为先验知识以提供解码器的外在信息。根据在发射器上所采用的编码对解交织信号进行解码。然后在步骤 S818 进行检查以判定是否达到终止标准，并且如果未达到，则该过程循环回到通过步骤 808 重新交织来自解码器的外在信息并且将其传递回到均衡器。终止标准可以包括

例如预定次数的迭代或者判定表示解码数据可靠性的解码器软输出是否大于阈值。如果满足终止标准，则提供最终迭代的经过均衡和解码的比特作为发射数据比特的输出估计。

图 4 示出配置成根据图 3 的过程工作的基于滤波器的软输入软输出 MIMO 均衡器 400 的方框图。

参照图 4，均衡器包括输入端 402 以从对应多个接收天线接收多个接收信号块，这些接收信号输入端提供第一组输入到减法器 404。对均衡器 400 的第二组输入包括来自软输入软输出解码器的一组软值或似然值 406 以将先验发射比特信息提供给均衡器。该信息由块 405 进行处理以确定 $E(x_n^i)$ 和 $\text{cov}(x_n^i, x_n^i)$ ，并且这些(估计)平均值(或期望值)和协方差值由块 408 用来执行计算 $(E(Z_n) - e^i E(x_n^i))$ 以确定接收信号值的期望集。这向减法器 404 提供第二组输入 410 以从第一组输入 402 中将其减去，从而向线性(仿射)或横向滤波器 414 提供“补偿”信号 412。来自 SISO 解码器的软似然值 406 可以由滤波器系数计算块 416 用来确定滤波器 414 的一组系数。MIMO 信道估计器 418 将信道估计输入 420 提供给该滤波器系数计算块 416。滤波器 414 的输出包括一一对应于每个发射天线的一组估计发射信号值 422，这些估计发射信号值 422 又提供给软判定块 424，该块提供对应多个输出 426，这些输出包括适于提供软输入给 SISO 解码器的软(或似然)发射比特值。

图 5 示出包括通过 MIMO 信道 506 通信的 MIMO 发射器 502 和 MIMO 接收器 504 的 MIMO 通信系统 500。接收器 504 包括例如参照图 4 所述的 MIMO SISO(MMSE)均衡器 400。发射器 502 具有提供输入到时空和/或信道编码器 510 的数据输入端 508(在其他实施例中可以采取其他编码方案)。编码器 510 提供多个输出 512 到交织器 514，交织器 514 又提供信号到多个射频输出级，因此提供到对应多个发射天线。在图 5 中，为简洁起见，这些射频级和发射天线未显式示出，而是示出了从交织器 514 提供输出的包括多个发射信号的多个输出端 516，这些输出端通过 MIMO 信道 506 提供不同(多个)输入到接收器 504。应该认识到图 5 的通信系统采用单个发射器来提供多个发射输出流，以用于冗

余或者提高比特速率的目的。从多个发射天线的发射可以例如共享频率或进行频率重叠和/或进行时间重叠。这不同于具有频域和/或时域控制访问的采用多个用户的通信系统，其中，一般而言，优选的是将不同频率和/或时隙分配给不同用户。

继续参照图 5，耦合于对应多个射频接收器前端的多个接收天线(在图 5 中为简洁起见而未示出)提供多个输入到 MIMO SISO MMSE 均衡器 400。来自均衡器 400 的软输出 426 由解交织器 518 进行解交织，然后提供给时空/信道解码器 520。该解码器接受一一对应于来自发射天线的每个信号流的多个输入，并且提供对应多个输出 522a,b，这些输出提供给比特交织器 524 并且返回到均衡器 400 以作进一步的均衡解码迭代，或者如果达到终止标准，则输出为均衡数据。应该理解，均衡器需要来自解码器 520 的完整发射符号，也就是，在例如包括错误校验比特如奇偶比特的情况下，应该将包括这些奇偶比特的发射符号提供给均衡器。图 4 的 MIMO 信道估计器 418(图 5 中未示出)可以从比特交织器 524 接收一组输入，并且将 \mathbf{H} 的估计输出到均衡器 400。

现在参照图 6，该图示出了配置成在频域工作的基于滤波器的软输入软输出 MIMO 均衡器 600 的方框图。均衡器 600 的主要单元类似于图 4，并且以相同标号表示。主要区别在于计算块 408 和 416 执行频域计算并且减法器 404 和滤波器 414 在频域而不是在时域工作(不过，为便于比较起见，采用了相同的标号并且省略了信道估计器)。因此，主要添加是减法器 404 和滤波器 414 之前的串行到并行转换块 602 和快速傅立叶变换(FFT)块 604 以及滤波器 414 之后的快速傅立叶反变换(FFT⁻¹)块 606 和并行到串行转换块 608。这些块将接收信号从时域转换到频域以作处理，并且在处理之后转换回到时域。

与频域内的 SISO 均衡相关的背景信息可以在 Tüchler, M., Hagenauer, J., “Turbo equalisation’ using frequency domain equalizers”, Proc. Allerton Conference, Monticello, IL, USA, Oct 2000 中找到，在此将其引作参考。然而，应该理解该参考文献仅公开了单发射天线单接收天线系统的频域 turbo 均衡。其他背景信息可以在 M. V. Clark,

“Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications”, IEEE JASC, vol. 16, no. 8, pp. 1385-1395, Oct. 1998 和 D. Falconer, S.L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems”, IEEE Communications Magazine, pp. 58-66, April 2002 中找到。

继续参照图 6 所示的均衡器的频域实现的例子，来自接收天线的信号按照每个 FFT 块/分组通过快速傅立叶变换(FFT)变换到频域中，并且接收信号的频谱通过将每个分支的频谱与均衡器的频域系数相乘来均衡。频域均衡通过在频域内一次处理接收符号的整个 FFT 块/分组而不是在时域内逐符号地进行处理，再次降低均衡任务的计算复杂度，不过应该理解，由于此均衡器系数对于每个 FFT 块是时不变的。而且，在传输之前应该将循环扩展(例如，前缀)加到发射符号块/分组(以在 FFT 间隔内提供整数个循环)，不过在接收器将丢弃该循环扩展。turbo 均衡器的频域实现适于时域和/或频域编码数据，并且可以例如与 MIMO OFDM 传输一起使用。

现在参照图 7，该图示出了包括配置成如上所述工作特别是如参照图 3 和 4 所述工作的均衡器的接收器 700 的实施例。

接收器 700 包括一个或多个接收天线 702a,b(其中两个在所示实施例中示出)，这些接收天线均耦合于各自的射频前端 704a,b，其中这些前端例如类似于图 2a 的射频前端，因此这些接收天线耦合于各自的模拟数字转换器 706a, b 以及数字信号处理器(DSP)708。DSP 708 将典型地包括一个或多个处理器 708a(例如，用于滤波器 414 的并行实现)和某工作存储器 708b。DSP 708 具有数据输出端 710 和地址、数据和控制总线 712 以将 DSP 耦合于永久性程序存储器 714 如快闪 RAM 或 ROM。永久性程序存储器 714 存储用于 DSP 708 的代码以及可选的数据结构或数据结构定义。

由于所示程序存储器 714 包含 SISO 均衡代码 714a，其中该代码包括 $(E(Z_n) - e^i E(x_n^i))$ 计算代码、减法代码、滤波器系数计算代码、线性(横向)

滤波器代码和软判定输出代码，以当在 DSP 708 上运行时实现如上详细所述的对应功能。程序存储器 714 还包括 MIMO 信道估计代码 714b 以提供 MIMO CIR 估计 H、解交织器代码 714c、交织器代码 714d 和时空(或其他)SISO 解码器代码 714e。适合代码 714e 的例子对于本领域的技术人员而言是公知的。可选地，永久性程序存储器 714 中的代码可以在诸如光或电信号载体的载体，或者如图 7 所示的软盘 716 上提供。来自 DSP 708 的数据输出 710 根据需要提供给接收器 700 的另外数据处理单元(图 7 中未示出)。这些可以包括块错误解码器如里德-所罗门(Reed-Solomon)解码器和用于实现更高层协议的基带数据处理器。

接收器前端一般将采用硬件实现而接收器处理通常将至少部分采用软件来实现，但是也可以采用一个或多个 ASIC 和/或 FPGA。本领域的技术人员应该认识到接收器的所有功能都可以采用硬件执行，并且在软件无线中对信号进行数字化的确切点一般将依赖于成本/复杂度/功耗折衷。

图 8 针对均衡解码迭代的不同次数示出 turbo 均衡器实施例的比特错误率(BER)性能相对于接收信号与噪声之比(E_b/N_0)的关系。在图 8 中，曲线 800 表示具有非分散信道的单发射单接收天线系统的理论结果，而其余曲线表示具有如下参数的分散信道的两发射天线发射器、两接收天线接收器 MIMO 系统的基于 MMSE 的 MIMO SISO turbo 均衡器的 8PSK 性能：

$$\begin{aligned} h_0^{1,1} &= 0.707, h_1^{1,1} = 0.707, h_0^{1,2} = 0.707, h_1^{1,2} = 0.707, \\ h_0^{2,1} &= 0.707, h_1^{2,1} = 0.707, h_0^{2,2} = 0.9579, h_1^{2,2} = 0.2874 \end{aligned}$$

该系统利用半速率(5, 7)卷积编码，并且均衡器参数为 N1=9 和 N2=5。更具体地说，曲线 802、804、806、808 和 810 分别示出一次、两次、三次、四次和五次 turbo 均衡迭代的曲线。可以看到性能随着迭代次数而显著增长，并且靠近非分散信道的性能，不过随着大量迭代，增量性能提高减少。增量提高的减少可以用来确定潜在应用的终止标准，例如根据速度-处理能力折衷限定为 2、5 或 10 次迭代。

本发明的应用主要是在具有时域编码的 MIMO 系统的上下文中描

述的，但是本发明的实施例也有用于频域编码系统如 MIMO-OFDM(正交频分复用)系统。例如，本发明可以与 54Mbps 无线网络的欧洲 Hiperlan/2 或者美国 IEEE 802.11a 标准一起使用。本发明的各实施例还可以用于非无线应用如磁盘或光盘驱动器读取头电路中，其中例如盘的多层实际上充当多个发射器，一个或多个读取头从多层接收到“发射”信号影响的读取数据。

毫无疑问，很多其他有效替代方案可以被本领域的技术人员想到。应该理解本发明不限于所述实施例，并且囊括处于所附权利要求的精神和范围内的对于本领域的技术人员而言是显然的变型。

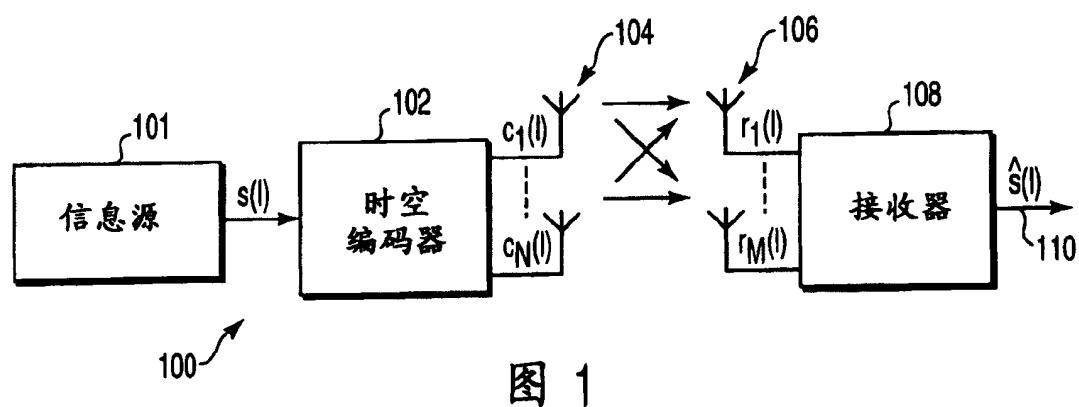


图 1

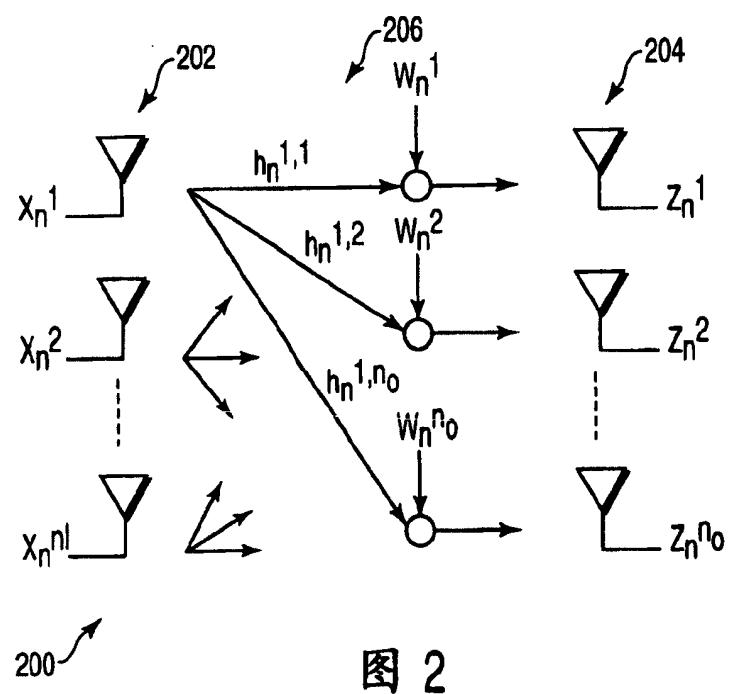


图 2

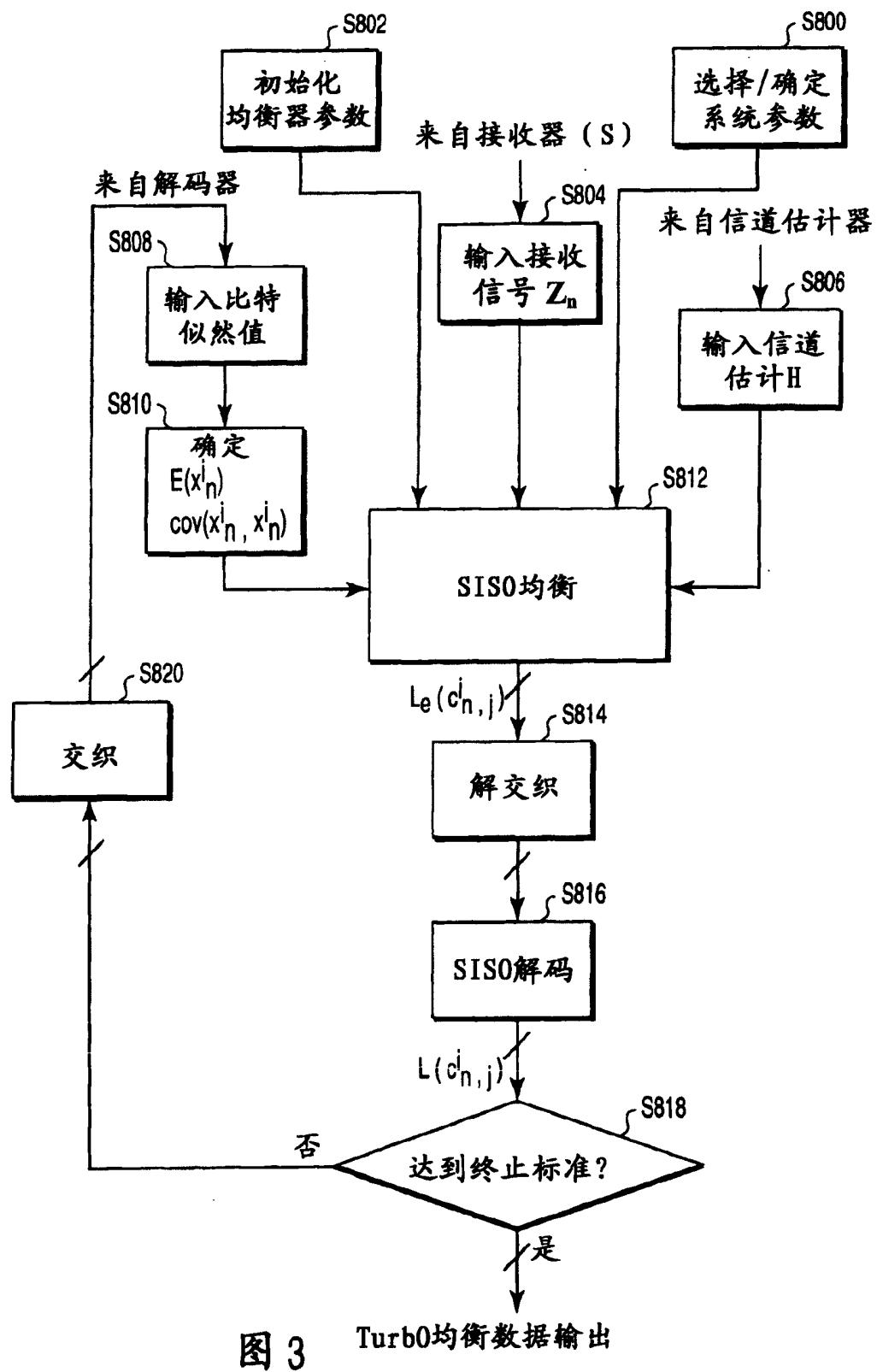


图 3 Turbo均衡数据输出

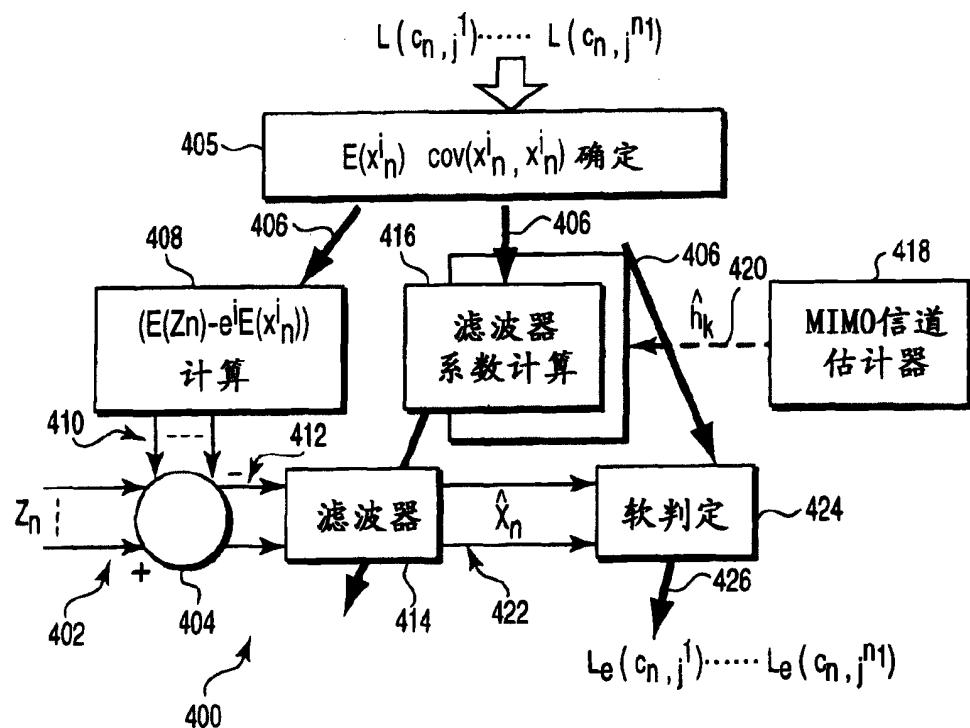


图 4

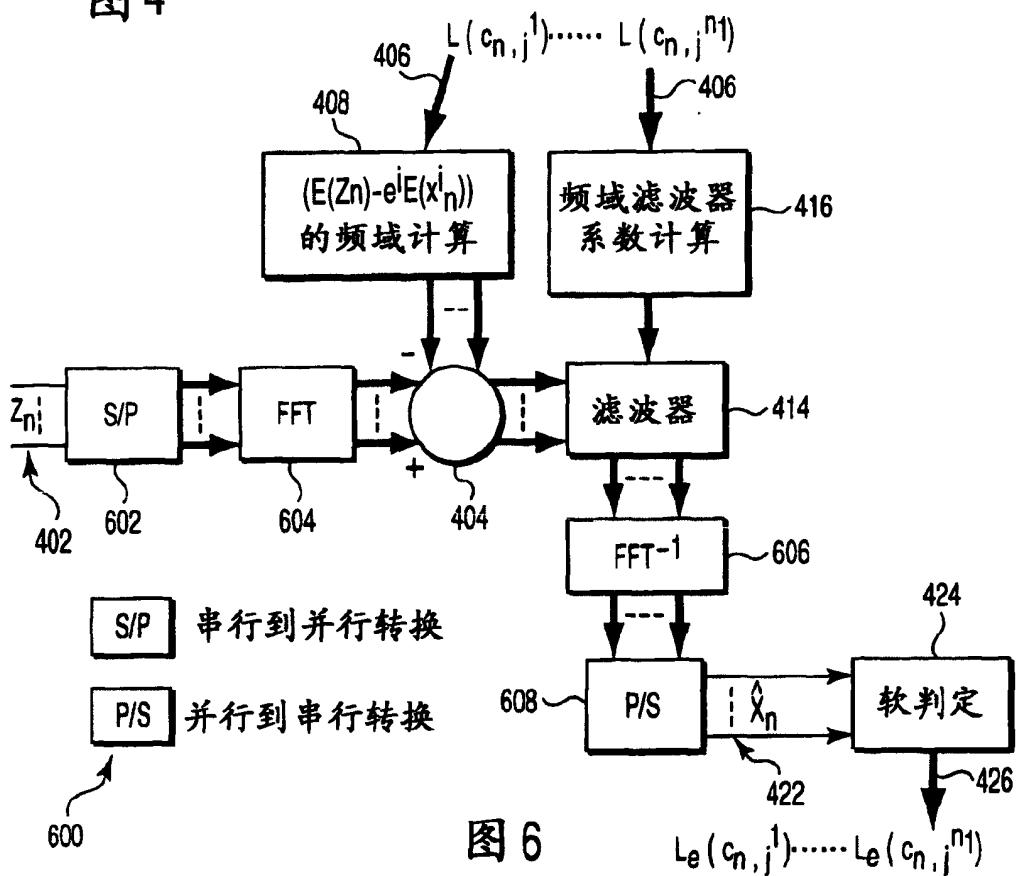


图 6

 $L_e(c_n, j^1) \dots L_e(c_n, j^n)$

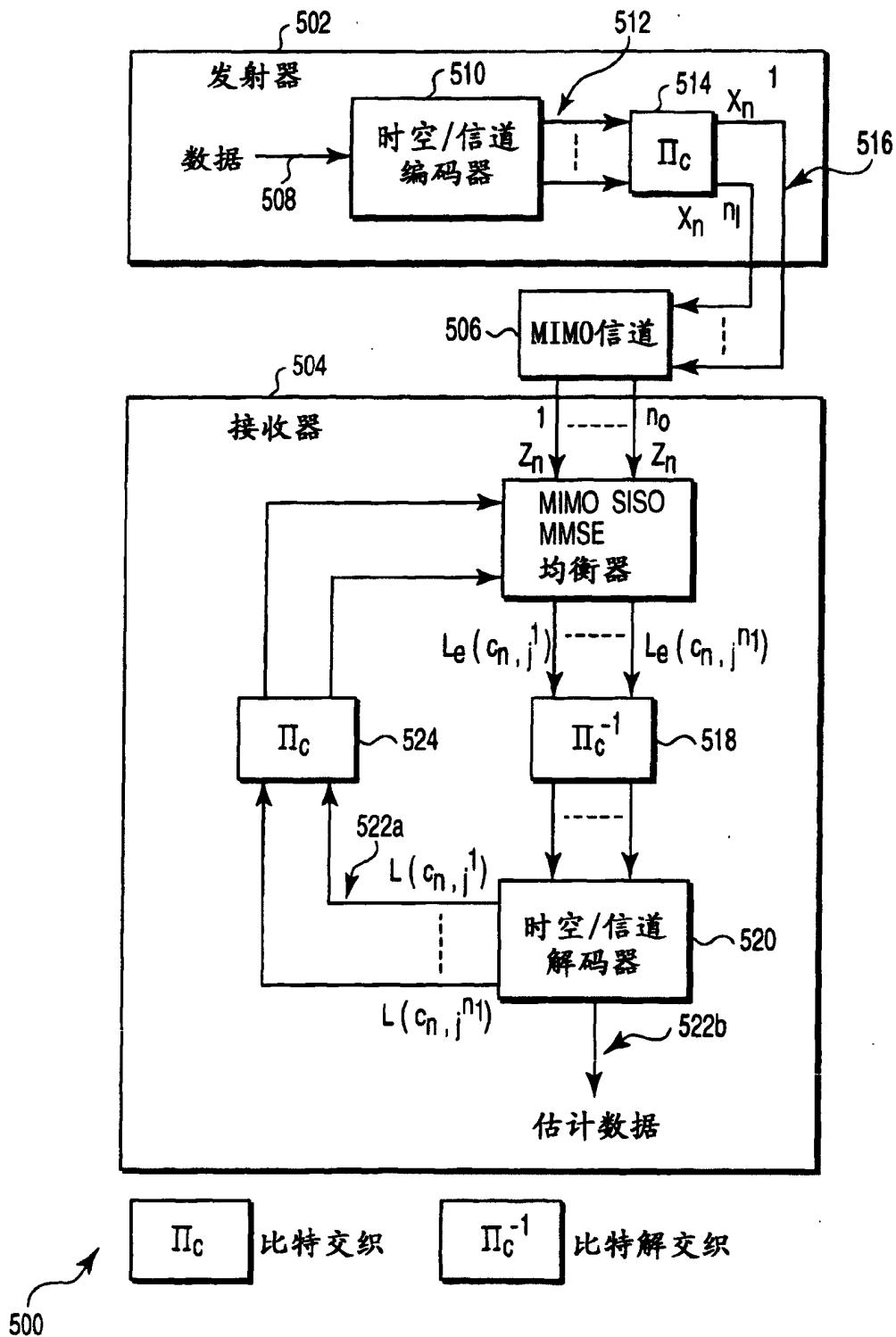


图 5

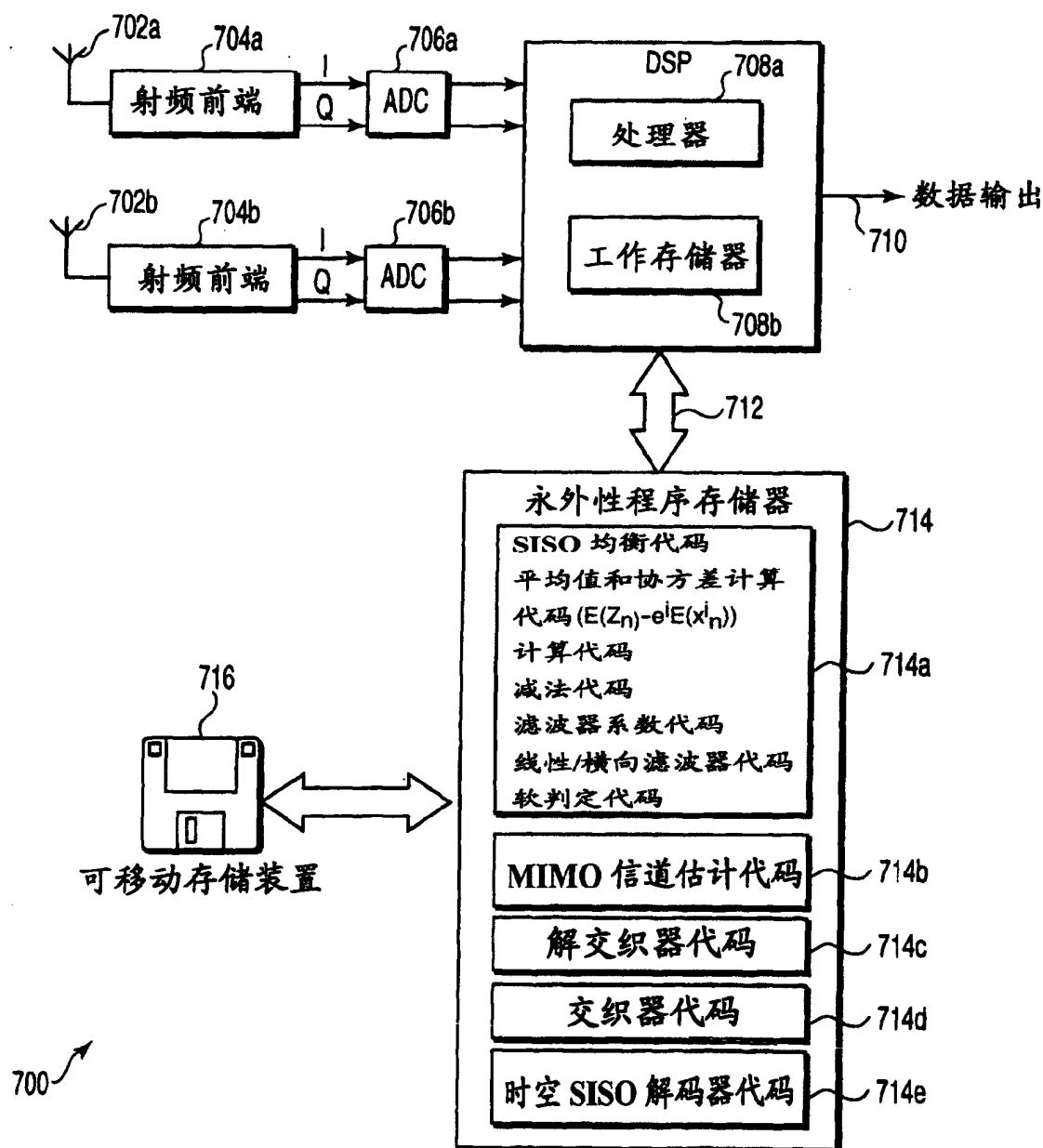


图 7

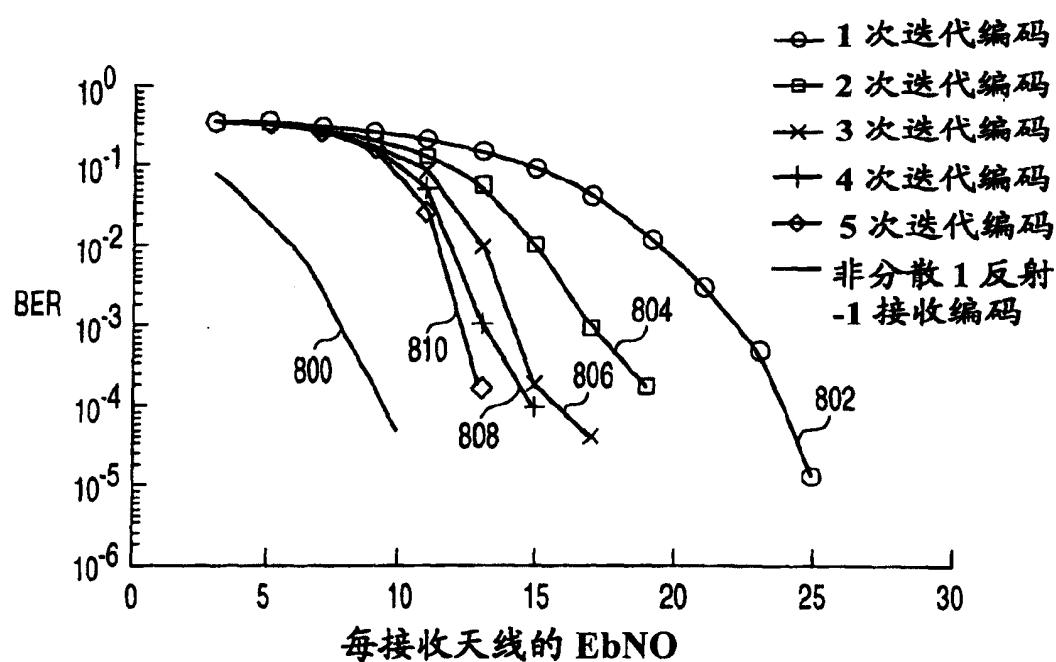


图 8