

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480028148.0

[45] 授权公告日 2009年11月25日

[11] 授权公告号 CN 100563139C

[22] 申请日 2004.8.6

[21] 申请号 200480028148.0

[30] 优先权

[32] 2003.8.29 [33] FR [31] 0310290

[86] 国际申请 PCT/FR2004/002104 2004.8.6

[87] 国际公布 WO2005/025118 法 2005.3.17

[85] 进入国家阶段日期 2006.3.28

[73] 专利权人 法国电信公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 R·维索兹 S·什图鲁

A·贝尔泰

[56] 参考文献

WO02/093784A1 2002.11.21

WO01/19013A1 2001.3.15

EP1069722A2 2001.1.17

Iterative Turbo Decoder with Decision Feedback Equalizer for Signals Transmitted over Multipath Channels. Xiaoyong Yu. IEEE, Vol. 3 . 2001

一种改进的 Turbo codes 译码方法. 郭立, 徐雯, 刘昌进. 计算机工程与应用. 2003

审查员 李婷婷

[74] 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

代理人 杨晓光 李 峰

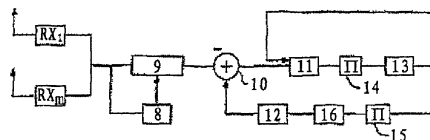
权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 2 页

[54] 发明名称

在多天线信道上进行高速通信的迭代解码和均衡方法

[57] 摘要

用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的迭代解码和均衡设备, 该设备包括判决反馈均衡器, 其适于接收来自不同接收天线的的数据并包括前向滤波器和递归反向滤波器, 向递归反向滤波器传送从解码器输出中计算的加权重构数据, 解码器本身由判决装置馈送, 该设备还包括从前向滤波器的输出的数据中减去反向滤波器的输出的装置, 由此将被减去数据传送到具有解码器输出的判决装置的输入, 并且判决装置产生被传送给具有加权输入和输出的信道解码器的统计, 判决装置考虑减法装置输出的噪声的空间相关性, 并且通过二进制空时交织来分离判决装置和解码器, 其中前向和反向滤波器适于迭代地最小化减法器输出的均方误差。



1. 一种用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的迭代解码和均衡设备，所述迭代解码和均衡设备包括判决反馈均衡器，该判决反馈均衡器适于接收来自不同接收天线的的数据并且包括前向滤波器（9）和递归反向滤波器（12），向所述递归反向滤波器馈送从解码器（13）的输出所计算的加权重构数据，所述解码器包含于所述迭代解码和均衡设备中并且本身由也包含于所述迭代解码和均衡设备中的判决装置（11）来馈送，并且所述迭代解码和均衡设备还包括用于从所述前向滤波器（9）的输出的数据中减去所述反向滤波器（12）的输出的减法装置（10），由此将所减去的数据传送到具有所述解码器（13）的输出的所述判决装置（11）的输入，并且所述判决装置（11）还产生统计，该统计被传送给具有加权输入和输出的信道解码器，并且所述判决装置（11）将所述减法装置（10）的输出的噪声的空间相关性考虑在内，并且通过二进制空时交织来分离所述判决装置（11）和所述解码器（13），

其特征在于，所述前向滤波器（9）和反向滤波器（12）适于迭代地最小化所述减法装置（10）输出的均方误差。

2. 根据权利要求1的设备，其特征在于，所述迭代解码和均衡设备的减法装置（10）的输出处的判决装置（11）是空间白化类型的并遵循球形解码。

3. 根据权利要求1的设备，其特征在于，所述迭代解码和均衡设备的减法装置（10）输出处的判决装置（11），串行和/或并行地消除该迭代解码和均衡设备的减法装置（10）输出的剩余空间干扰。

4. 根据权利要求2的设备，其特征在于，在所述迭代解码和均衡设备的减法装置（10）的输出上实施所述空间白化。

5. 根据权利要求 4 的设备, 其特征在于, 通过所述判决装置 (11) 来实施所述空间白化。

6. 根据权利要求 2 的设备, 其特征在于, 通过所述前向滤波器 (9) 和反向滤波器 (12) 来实施所述空间白化。

7. 根据前面任一权利要求的设备, 其特征在于, 从一个特定迭代开始, 所述前向滤波器 (9) 是适配滤波器。

8. 一种用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的系统, 其特征在于, 所述系统在接收处包括根据前面权利要求之一的迭代解码和均衡设备。

9. 根据权利要求 8 的系统, 其特征在于, 其包括空时比特交织编码调制类型的发射装置。

10. 一种用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的迭代解码和均衡方法, 该方法包括: 通过判决反馈均衡器从不同的接收天线接收数据, 其中该判决反馈均衡器包括前向滤波器 (9) 和递归反向滤波器 (12); 向所述递归反向滤波器馈送从解码器的输出所计算的加权重构数据, 其中该解码器本身由判决装置来馈送; 通过减法装置 (10) 从所述前向滤波器 (9) 的输出的数据中减去所述反向滤波器 (12) 的输出, 由此将所减去的数据传送到具有所述解码器的输出的判决装置 (11) 的输入; 通过所述判决装置 (11) 产生统计, 该统计被传送到具有加权输入和输出的信道解码器, 其中, 借助于所述判决装置 (11) 将减法装置 (10) 的输出的噪声的空间相关性考虑在内, 并且通过二进制的空时交织来分离所述判决装置 (11) 和所述解码器 (13), 其特征在于, 借助于所述前向滤波器 (9) 和反向滤波器 (12) 来迭代地最小化所述减法装置 (10) 输出的均方误差。

11. 根据权利要求 10 的方法, 其特征在于, 所述判决反馈均衡器的递归滤波也适于迭代地最小化该均衡器输入的均方误差。

12. 根据权利要求 10 或 11 的方法, 其特征在于, 对于所述被减去的数据实施空间白化。

13. 根据权利要求 10 或 11 的方法, 其特征在于, 所述判决装置 (11) 是球形解码类型的。

14. 根据权利要求 12 的方法, 其特征在于, 通过所述判决装置 (11) 来实施所述空间白化。

15. 根据权利要求 10 或 11 的方法, 其特征在于, 从一个特定迭代开始, 所述前向滤波器 (9) 是适配滤波器。

在多天线信道上进行高速通信的迭代解码和均衡方法

技术领域

本发明涉及数字通信领域。

本发明具体涉及迭代解码和均衡方法及设备，用于在多发射天线信道上进行高速通信，并且更具体地在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高速通信。

背景技术

随着天线技术的发展，在 MIMO 信道的情况下系统地修正并扩展基于 TDMA、CDMA、POFDM 及其组合的通信模型。可以设想两种主要的空时编码类别，其具有不同的思想：

贝尔实验室开发的 BLAST 传输旨在使用空间多路复用，以增加信道上可以传送的比特率。存在两种方式组合 BLAST 与纠错信道编码，这产生两种不同的分层空时编码模型，在第一（ST-BICM）模型中，在空时交织和空间多路复用 [1, LST-I, p. 1350] 之前，将连接不同层的单个编码操作应用于数据。在第二（MAC）模型中，数据被空间多路复用，并且然后在每个层上独立地被编码及交织 [1, LST-II, p. 1350]。

分集方案使用空间分集，以更有效地克服信道衰落效应并改进性能。存在改进编码的 STTC 方案和 STBC 方案（及其一般化 OD、LDC 等），STBC 方案不会导致编码增益 5，并且通常与针对高斯信道已知的最佳格形编码调制相组合。

最近的理论贡献已经证明空间多路复用和空间分集中的改进通过折衷关系而相连。例如，对于任意大数量的发射天线 M 和接收天线 N ，上述两种方法不能以相同的比例增加容量。可以证实从信息理论的角度来看，发

射分集方案仅在 MISO 配置 $\{M, N\} = \{2, 1\}$ 中是最佳的, 这严重地导致它们对于在具有多个天线的 MIMO 信道上进行高速通信的相关性。

仅 ST-BICM 方法保证了具有 $\min\{M, N\}$ 的容量的线性增加。

这就是必须选择这种类型的发射并且集中力量设计合适的接收机的原因, 该接收机保证尽可能接近于基本限制的性能。不像 STBC 那样, ST-BICM 不保证由不同天线所发射的数据流之间的正交性。

在频率选择性 MIMO 信道上进行传输的情况下, 这种编码策略要求在接收处联合检测数据, 以同时消除空间域中的多址干扰 (MAI) 和时间域中的符号间干扰 (ISI)。

联合数据检测功能构成了接收机的脆弱且复杂的方面, 特别是由于 ST-BICM 本质上需要信道检测和解码之间的迭代处理以捕获空间域中的所有分集。

现有技术的一般描述

非频率选择性 MIMO 信道上的迭代解码

非频率选择性 MIMO 信道上的 ST-BICM 的迭代解码, 在双重假设下构成了要解决的问题的特殊情况, 所述双重假设是完全消除 ISI 以及恢复对于每个符号所有可用的能量。

因此可以用以下术语来重述所述问题“在存在空间有色噪声的情况下消除平坦 MIMO 信道上的 MAI”。必须计算关于连续发射的矢量符号比特的 APP (关于要发送给解码器的数据的统计)。

本文描述了两个方法:

- 基于穷举列表 (MAP) 准确计算 APP。这个方法的复杂度非常高, 这是由于发射天线数量 M 的指数函数以及所采用的星座阶数 Q 的多项式函数。

- 从通过球形 (sphere) 解码算法 [2] 所产生的候选矢量的缩减列表中, 近似计算 APP。球形解码算法具有至少两个优点: 它保护 MAP 标准, 并具有对所采用的星座阶数 Q 不敏感的 $O(M^3)$ 的复杂度。应当指出, 球形解码算法可以被认为是 Fano 顺序解码算法的变型。

- 从通过采用堆栈的顺序算法（堆栈算法）所产生的候选矢量的缩减列表中，近似计算 APP。

已经针对非频率选择性 MIMO 信道而透彻研究了球形解码算法。其在频率选择性 MIMO 信道情况下的一般化并非无足轻重。

一种粗暴的方法是块的重新运用。这种方法不十分有利，这是因为它人为地增加了搜索空间的大小（并且因而增加了复杂度），并且引入了符号的冗余解码。

针对非频率选择性 MIMO 信道而得出[2]中所描述的算法。其在频率选择性 MIMO 信道情况下的一般化是开放的问题。

所述两种算法的性能基本上由所产生的候选列表的质量来确定，优选地是固定的大小。重要的是所述性能包括任何位置上的解码比特 1 的最佳候选和解码比特 0 的最佳候选。

频率选择性 MIMO 信道上的迭代解码

已经提出了插入迭代结构中的几种类型的检测器。

- 具有加权输入和输出的检测器实现了基于 BCJR 算法的 MAP 标准。所述接收机的 $O(QL \times M)$ 的复杂度，对于高阶调制及具有大量输入和高存储需求的 MIMO 信道来说显然相当高。

- 具有次最佳加权输入和输出的检测器，其基于状态（state）数量上大大减少的格子中的有效搜索算法[3]，并且如果必要，最小相位滤波器在该检测器前面。这个方法仍受限于其 $O(QLr \times M)$ 中的复杂度，其中 Lr 代表减小的约束长度。特别地，排除了具有大量状态的星座的使用。

（在多用户检测的情况下[4]）从消除干扰的线形迭代来构造非线性检测器。在 MIMO 情况下，所述检测器的换位（transposition）通常基于不同用户与天线之间的模拟。所述检测器的实现因而需要每个天线一个滤波器，并且其性能受限于每天线非连续 MMSE 的方法。所述方法的优点是其具有发射天线数量的多项式复杂度。

发明内容

本发明的目的是提出一种先进的接收机，用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率数字传输，该接收机并不复杂并且特别地不需要大量计算能力，这允许处理空间域中的天线间干扰和时域中的符号间干扰。

为此，本发明提出了一种迭代解码和均衡设备，用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信，所述设备包括判决反馈均衡器，该均衡器适于接收来自不同接收天线的的数据并且包括前向滤波器和递归反向滤波器，向该递归反向滤波器馈送从解码器的输出所计算的加权重构数据，所述解码器本身由判决装置来馈送，所述设备还包括用于从所述前向滤波器输出的数据中减去所述反向滤波器的输出的装置，由此将所减去的数据传送给具有解码器的输出的判决装置的输入，并且所述判决装置还产生统计，该统计被传送给具有加权输入和输出的信道解码器，并且所述判决装置将所述减法装置输出的噪声的空间相关性考虑在内，并且通过二进制空时交织来分离所述判决装置和所述解码器，其特征在于，所述前向滤波器和反向滤波器适于迭代地最小化所述减法器输出的均方误差。

上述类型的设备单独地或以所有技术上可能的组合而有利地具有以下补充特征：

- 所述均衡器的减法装置输出处的判决装置是空间白化类型的并遵循球形解码；

- 所述均衡器的减法装置的输出处的判决装置是 SIC/PIC 类型的（串行和/或并行地消除均衡器的减法装置输出的剩余空间干扰）；

- 在所述均衡器的减法装置输出上实施所述空间白化；

- 由所述判决装置来实施所述空间白化；

- 由所述前向滤波器和反向滤波器来实施所述空间白化；

- 从一个特定迭代开始，前向滤波器是适配滤波器，反向滤波器是同一适配滤波器减去中心系数。

本发明源自一种创新的方法，该方法基本上与认为天线是不同用户的

那些方法不同。认为被传送信号是 T 维调制，其中 T 是发射天线的数量。这种观点的改变对接收机的设计具有很大影响。所述接收机包括线性迭代均衡器，该均衡器在输入处考虑与频率选择性信道卷积的 T 维矢量调制，并后随一能够产生用于信道解码器的灵活信息的 T 维调制检测器（例如球形解码器）。所述方法相比现有技术具有两个优点：由于其需要单个（矢量）滤波器因而复杂度较低，并且由于其允许矢量检测标准的选择而提供了更好的性能。

本发明也涉及一种用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的系统，其特征在于，所述系统在接收处包括上述类型的均衡和解码设备。

特别有利地，所述发射装置是 ST-BICM 类型的。

本发明还提出了一种用于在具有多个发射和接收天线的频率选择性信道上进行高比特率通信的迭代解码和均衡方法，该方法包括：通过判决反馈均衡器从不同的接收天线接收数据，其中该判决反馈均衡器包括前向滤波器和递归反向滤波器；向所述递归反向滤波器馈送从解码器的输出所计算的加权重构数据，其中该解码器本身由判决装置来馈送；通过减法装置从所述前向滤波器的输出的数据中减去所述反向滤波器的输出，由此将所减去的数据传送到具有所述解码器的输出的判决装置的输入；通过所述判决装置产生统计，该统计被传送到具有加权输入和输出的信道解码器，其中，借助于所述判决装置将减法装置的输出的噪声的空间相关性考虑在内，并且通过二进制的空时交织来分离所述判决装置和所述解码器，其特征在于，借助于所述前向滤波器和反向滤波器来迭代地最小化所述减法装置输出的均方误差。

附图说明

结合附图，根据下面仅说明性而非限制性的描述，本发明的其它特征和优点将变得显而易见，其中：

图 1 示出了 VBLAST 概念；

图 2 示出了 ST-BICM 通信的一般模型；

图 3 示出了根据本发明实施例的迭代接收机的结构;

图 4 示出了迭代接收机的结构, 例如可以从第二次迭代或从后续的迭代开始使用该迭代接收机。

具体实施方式

BLAST 技术和 ST-BICM 编码

图 1 是 BLAST 结构的通用图。

在空时交织和空间多路分用之后, 由多个发射天线 TX 来发射在单个矢量编码设备 VE 中被编码的数据; 在 MIMO 信道的另一端, 由多个接收天线 RX 来接收被发射的信号, 所述多个接收天线将所述被发射信号转发给解码装置 DE (MIMO 信道) 的输出, 从所述解码装置恢复所述数据。

以下描述涉及频率选择性 MIMO 信道。符号间干扰的存在增加了接收机的复杂度。

图 2 示出了 ST-BICM 通用通信模型。

在发射处, 数据通过信道校正编码 (卷积编码、turbo 编码、LDPC 编码等) 而被处理 1、然后被二进制地交织 2、被空间多路分用 3, 并且对于每一层而被调制 (4-1 到 4-M)。在整形滤波之后 (5-1 到 5-M), 被调制的数据被传送给发射天线 6-1 到 6-M。

发射和接收处理的描述

在发射处, 对数据实施 ST-BICM 处理。

这涉及以下步骤:

- 接收给定比特率的数字数据流;
- 应用信道校正编码 (1) 来产生被编码的数字数据流;
- 借助于二进制交织来交织 (2) 被编码的数字数据;
- 空间多路分用 (3) 所交织的被编码数字数据流, 以创建多个不同的被编码数字数据流, 其称为发射层 (M 个不同的流或发射层)。

然后, 对于 M 个不同的被编码数字数据流中的每一个:

- 根据调制方案来调制 (4-1 到 4-M) 所交织的被编码数字数据流 15,

以获得调制符号流;

- 对被调制流进行滤波 (5-1 到 5-M);
- 通过其发射机的天线来发射 (6-1 到 6-M) 被调制流。

图 3 示出了传输系统的接收机。

所述接收机包括由前向滤波器 9 所定义的判决反馈均衡器、减法器 10、判决算法 11 和递归反向滤波器 12。

向递归反向滤波器 12 馈送从解码器 13 的输出所计算的加权重构数据, 所述解码器本身由判决算法 11 来馈送。

迭代地确定前向滤波器 9 和反向滤波器 12, 以最小化 MIMO 均衡器的均方误差 (MSE), 即最小化减法器 10 输出的错误。

为此, 所述前向和反向滤波器使用 MIMO 信道的初始估计 8。

所实施的处理例如是附录 II 中所描述的类型。

应当指出, 在上述处理的范围内, 进行剩余错误和噪声的矢量估计, 逐块计算前向和反向滤波器以最小化所述矢量。

所述矢量处理简化了计算。

判决装置 11 的输入从减法器 10 的输出和解码器 13 的输出接收数据。

所述算法可以是不同的类型, 特别是 SIC/PIC 类型 (串行和/或并行消除均衡器的减法装置输出的剩余空间干扰 - 参看附录 III)。

可选地, 所述算法可以是球形解码算法。

这种算法具有 $O(M^3)$ 的复杂度 (其中 M 是发射天线的数量, 与 Q 无关)。

这使得能够使用具有大量状态的调制从而增加比特率。

判决装置 11 的输出被传送给空时去交织过程 14, 所述过程是以二进制被实施的并且被插入判决装置 11 和解码器 13 之间。

解码器 13 的输出是比特概率。

所述概率一方面被传送给判决算法 11 的输入, 而另一方面在空时交织 (15) 之后被传送给数据加权重构处理 16。

如此被加权重构的数据被传送给反向滤波器 12 的输入。

反向滤波器 12 的输出对应于数据的加权再生。

此外，应当指出，对应于注入减法器 10 的输入的剩余干扰和噪声的错误，在时域和空间域中都是有色的。

如果时间相关性对于均衡器的处理具有较小的影响，则空间相关性起主要作用。

这就是在实施例中通过 Cholesky 分解法实现空间白化的原因。

在减法器 10 的输出有利地实施所述空间白化。

在特定的变型中，可以通过球形解码算法 11 本身来实施所述空间白化。

也可以结合前向和反向滤波器 9 和 12 来实施所述空间白化。

最后，在一个实施例中，从一次给定的特定迭代，例如从第二次迭代，前向滤波器 9 有利地被适配滤波器所替代。

由于直接从前向滤波器来推导反向滤波器，因此在这种情况下结果是适配滤波器与信道的卷积减去中心系数。

图 4 中示出了上述情况，其中，前向滤波器 9 是适配滤波器 MF，而反向滤波器 12（表示为 B_{MF} ）是与信道卷积的适配滤波器减去中心系数。

附录 I

缩写列表

APP: 后验概率

BCJR: Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv (算法)

BLAST: 贝尔实验室分层空时

CDMA: 码分多址

IC: 干扰消除 (Interference Cancellation)

ISI: 符号间干扰

LDPC: 低密度奇偶校验

MAI: 多址干扰

MAP: 最大后验 (Maximum A Posteriori)

MF: 匹配滤波器

MIMO: 多输入多输出

MMSE: 最小均方误差

OFDM: 正交频分复用

PIC: 并行干扰消除

SIC: 串行干扰消除

SISO: 单输入单输出

Soft-IC: 软干扰消除

STBC: 空时块码 (Space-Time Block Codes)

ST-BICM: 空时比特交织编码调制

STTC: 空时格形码 (Space-Time Trellis Codes)

TDMA: 时分复用

WMF: 白化匹配滤波器

附录 II

通信模型

考虑一种 P-块信道，其具有多个输入和输出、存储器 M 的 T 个频率选择性发射天线和 R 个频率选择性接收天线。

A. 空时二进制交织编码调制

假设 C 是长度为 N_c 以及 F_2 上的效率为 ρ_c 的线性码，其允许数据矢量 $u \in F_2^{\rho_c N}$ 并产生码字 $c \in F_2^N$ 。假设如果使用卷积码，则效率 ρ_c 包括尾比特。码字进入良好设计的二进制交织器 Π ，其中输出矩阵 $A \in F_2^{Tq \times PL}$ 被分为 P 个矩阵 $A^p \in F_2^{Tq \times PL}$ ， $p=1, \dots, P$ 。矩阵 A^p 的列是矢量 $a^p[n] \in F_2^{Tq}$ ， $n=1, \dots, L$ ，其称作“符号标签矢量”，包括 T 个子矢量 $a^{p,t}[n] \in F_2^q$ ， $t=1, \dots, T$ （每个输入信道一个），具有堆栈的二进制分量 $a^{p,t_1,j}[n], \dots, a^{p,t_2,j}[n]$ ，其中 $\langle t, j \rangle$ 代表索引 $(t-1)q+j$ 。在每个矩阵 A^p 中，通过无存储器的 D 维调制器在基数（cardinality）为 $|A|=2^{qT}$ 的信号集合 $A \subset C^D$ 上、通过具有符号 $\mu: \{0,1\}^{qT} \rightarrow A$ 的比特编码来调制所有矢量 $a^p[n]$ 。在不丧失一般性的情况下，假设 A 是相同阶数 2^q 的 T 个复（complex）星座 C 的简单乘积，并且假设针对每个星座使用 Gray 编码。在信号变换之后，所述编码调制过程也可以被认为是空时编码调制方案，其中所有码字的复符号 $P \times L \times T$ 被分为 P 个矩阵， $X_p \in C^{T \times L}$ ， $p=1, \dots, P$ ，其中列 $X^p[n] \in C^T$ ， $n=1, \dots, L$ 称作“星座符号矢量”。可以从 $X^p[n]$ 中通过对具有符号 u^{-1} 的比特编码的简单反演（inversion），来获得“符号标签矢量” $a^p[n]$ 。在一般类别的空时编码中，所述结构称为空时比特交织编码调制（STBICM）[3]。根据 Nyquist 有限带宽理想滤波假设，传输效率（每个所用信道的比特）为：

$$\rho = qT\rho_c \quad (1)$$

图 1 示出了所述通信模型的图。

B. MIMO 信道

假设 $H^p \in C^{R \times T \times (M+1)}$ 是块 p 的 MIMO 信道，其中 $p=1, \dots, P$ 并且 $H=\{H^p\}$ 是所有信道的集合。还假设 $X^p \in C^{T \times L}$ 和 $Y^p \in C^{R \times L}$ 分别为“星座符号矩阵”和“信道输出矩阵”。离散时间的同等基带中的矢量信道输出（在时刻

$n=1, \dots, L$, $y^p[n] \in C^R$) 可以如下写出:

$$y^p[n] = [H(z)]x^p[n] + w^p[n] = \sum_{k=0}^M H^p[k]x^p[n-k] + w^p[n] \quad (2)$$

其中, $x^p[n] \in C^T$ 是在时刻 n 发射的“星座符号矢量”, 每个分量的能量等于 σ_x^2 , $H^p[k] \in C^{R \times T}$ 是信道脉冲响应的 k 个抽头的矩阵, $w^p[n] \in C^R$ 是附加的复噪声矢量。假设附加复噪声矢量 $w^p[n]$ 是零均值的、相同独立分布的以及具有循环对称性的复高斯, 并且因而遵循 pdf $N(0, \sigma^2 I)$ 。在相应块的持续时间期间不变的信道 H^p 具有长度为 $M+1$ 的有限脉冲响应 (FIR), 其中空间符号抽头 $H^p[0], \dots, H^p[M]$ 是随机复矩阵 $R \times T$ 、零均值, 并且其中平均功率在相同功率系统的情况下满足标准化约束:

$$E \left[\text{diag} \left\{ \sum_{k=0}^M H^p[k] H^p[k]^\dagger \right\} \right] = TI \quad (3)$$

操作符 “ \dagger ” 对应于共扼转置操作符。用于所有 $R \times T$ 个可能连接的相等信道存储器是一种合理的假设, 即单独的多信道分量的数量主要是通过大结构和反射物体 (reflecting object) 来指示的。

MIMO 干扰消除迭代块

A. 原理和安排

MIMO 干扰消除器迭代块利用输出解码器所反馈的随机概率信息来分别处理每个接收的数据块 Y^p , $p=1, \dots, P$ 。因此逐块为所描述的所有信号和元素标记索引。有时取消这种相关性以简化标记。在每个迭代 l 期间, 应用于每个矢量 $y[n]$ 的接收符号上的线性前向滤波器 F^l 产生矢量 $y^l[n]$ 的信号。然后从矢量 $y^l[n]$ 的信号中提取 MAI 和 ISI 恶化 $x[n]$ 的适当构建的估计 $e^l[n]$, 以产生 $z^l[n]$:

$$z^l[n] = y^l[n] - e^l[n] \quad (8)$$

假设迭代 $l-1$ 的先验知识可用 (外在 (extrinsic) 概率分布), 矢量估计 $e^l[n]$ 来自反向滤波器 B^l 的输出, 通过关于矢量 $x[n]$ 的软判决尝试矢量 $x^l[n]$ 来激励所述反向滤波器。

现在描述 MIMO turbo 均衡器的核心内容, 即 MIMO 前向和反向有

限脉冲响应滤波器的推导。

B. 前向和反向滤波器的计算

该描述始于前向滤波器 F^1 的瞬时输出 $y^1[n]$ 的几个基本操作:

$$\bar{y}^1[n] = \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} F^1[i]y[n-i] \quad (22)$$

由于:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M H[k]x[n-k] + w[n] \quad (23)$$

每个采样 $y^1[n]$ 可以被如下扩展:

$$\bar{y}^1[n] = \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} \sum_{k=0}^M F^1[i]H[k]x[n-i-k] + \sum_{i=-L_{F_1}}^{L_{F_2}} F^1[i]w[n-i] \quad (24)$$

两个滤波器 H_c 和 F^1 的卷积的等价矩阵表示为:

$$\bar{y}^1[n] = F^1 H_c x_c[n] + F^1 w_c[n] \quad (25)$$

其中:

$$F^1 = [F^1[-L_{F_1}] \dots F^1[0] \dots F^1[L_{F_2}]] \in C^{T \times RL_F} \quad (26)$$

是阶数为 $L_F = L_{F_1} + L_{F_2} + 1$ 的前向滤波器, 其中:

$$H_c = \begin{pmatrix} H[0] & H[1] & \dots & H[M] & & & \\ & H[0] & H[1] & \dots & H[M] & & \\ & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] & \\ & & & \dots & \dots & \dots & \\ & & & & H[0] & H[1] & \dots & H[M] \end{pmatrix} \in C^{RL_F \times T(L_F + M)} \quad (27)$$

是 Toeplitz 对角带 (diagonal-band) 信道矩阵, 并且其中:

$$x_c[n] = \begin{pmatrix} x[n + L_{F_1}] \\ \dots \\ x[n] \\ \dots \\ x[n - L_{F_2} - M] \end{pmatrix} \in C^{T(L_F + M)} \quad (28)$$

是所传送的矢量。

引入组合的滤波器:

$$G^l = F^l H_c = [G^l[-L_{G_1}] \dots G^l[0] \dots G^l[L_{G_2}]] \in C^{T \times TL_c} \quad (30)$$

获得以下的最终表达式:

$$\tilde{y}^l[n] = G^l x_c[n] + F^l w_c[n] \quad (31)$$

其中, $L_{G_2} = L_{F_1}$, $L_{G_2} = L_{F_2} + M$, 并且 $L_G = L_F + M$ 。

通过类比, 如下定义反向滤波器:

$$B^l = [B^l[-L_{B_1}] \dots 0 \dots B^l[L_{B_2}]] \in C^{T \times TL_u} \quad (32)$$

干扰校正器的输出可以写为:

$$z^l[n] = \sum_k G^l[k] x[n-k] - \sum_k B^l[k] \tilde{x}^l[n-k] + \sum_k F^l[k] w[n-k] \quad (33)$$

噪声和剩余干扰矢量 $v^l[n]$ (也称为 MIMO 均衡器误差矢量) 如下表示为:

$$\begin{aligned} v^l[n] &= z^l[n] - G^l[0] x[n] \\ &= \sum_{k \neq 0} G^l[k] x[n-k] - \sum_k B^l[k] \tilde{x}^l[n-k] + \sum_k F^l[k] w[n-k] \quad (34) \\ &= \sum_k \underline{G}^l[k] x[n-k] - \sum_k B^l[k] \tilde{x}^l[n-k] + \sum_k F^l[k] w[n-k] \end{aligned}$$

其中:

$$\underline{G}^l = [G^l[-L_{G_1}] \dots 0 \dots G^l[L_{G_2}]] \quad (35)$$

逐块计算滤波器 F^l 和 B^l , 以最小化 MIMO 均衡器的均方误差, 在约束 $G^l[0] = I$ 下, 在 MIMO 情况下的问题可以如下简洁地用公式表示为:

$$\begin{aligned} \{F^l, B^l\} &= \arg \min_{\{F, B\} / G^l[0]=I} \text{tr} E\{v^l[n] v^l[n-k]^+\} \\ &= \arg \min_{\{F, B\} / G^l[0]=I} \text{tr}\{K_v^l\} \quad (36) \end{aligned}$$

以两个连续步骤执行 MSE 最小化, 并且最终产生:

$$B^l = \underline{G}^l \quad (37)$$

$$F^l = \left(E_\Delta H_c^+ \Phi^{l-1} H_c E_\Delta^+ \right)^{-1} E_\Delta H_c^+ \Phi^{l-1} \quad (38)$$

其中:

$$E_{\Delta} = \underbrace{[\dots 0 \dots]}_{L_{G_1}} \underbrace{[I \dots 0 \dots]}_{L_{G_1}} \in C^{T \times TL_G} \quad (39)$$

并且其中:

$$\Phi^l = \left[\left(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l^2} \right) H_c H_c^+ + \sigma^2 I \right] \quad (40)$$

其中:

$$\sigma_x^{l^2} \approx \frac{1}{LT} \sum_{n=1}^L \overline{x^l[n]}^+ \overline{x^l[n]} \quad (41)$$

应当指出,减法器输出的噪声加上剩余干扰在时间和空间上是相关的。时间相关性对后续的处理不具有实际影响,而空间相关性在这里起主要作用。可以通过简单的相关矩阵 K_v^l 的 Cholesky 分解法来容易地获得空间白噪声。

建议 2: 由于定义相关矩阵 K_v^l 为正,因此 Cholesky 分解法总是适用的。

知道:

$$K_v^l = LL^+ \quad (42)$$

其中, L 是下三角矩阵。然后,通过将 $F^{l'} = L^{-1}F^l$ 和 $B^{l'} = L^{-1}B^l$ 用作前向滤波器和反向滤波器(替代了 F^l 和 B^l), 干扰加上噪声的相关矩阵等于单位矩阵。

证明: 证明是不言而喻的。

$$\begin{aligned} K_v^{l+} &= \left[\left(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l^2} \right) L^{-1} B^l B^{l+} \left(L^{-1} \right)^+ + \sigma^2 L^{-1} F^l F^{l+} \left(L^{-1} \right)^+ \right] \\ &= L^{-1} \left[\left(\sigma_x^2 - \sigma_x^{l^2} \right) B^l B^{l+} + \sigma^2 F^l F^{l+} \right] \left(L^{-1} \right)^+ \\ &= L^{-1} K_v^l \left(L^{-1} \right)^+ = I \end{aligned} \quad (43)$$

验证了图 3 的模拟所提出的算法。

下面, 还是考虑具有空间白化的均衡器的输出, 以使:

$$z^l[n] = G^l[0]x[n] + v^l[n]$$

其中 $K_v^l = \mathbf{I}$, 并且 $G^l[0] = L^{-1}$.

应当指出, MMSE 标准对应于 $\text{SNR } \text{tr}\{G^l[0]^+ K_v^l G^l[0]\}$. 对于 $\sigma_x^2 = \sigma_v^2$ 达到了适配滤波器的给定最大 SNR.

C. 穷举的 APP 解码器

这里定义了迭代期间所有交换的概率量。MIMO 均衡器的检测部分是用以根据新的通信模型 (10) 来提供关于矩阵 \mathbf{A} 的符号比特的的外在信息, 其中 $G^l[0]$ 担任等同于 $T \times T$ 的 MIMO 平坦信道的角色, 并且 $v^l[0]$ 是剩余干扰加上白化噪声。如下定义关于所有符号比特 $a_{(t,j)}[n]$ 的对数比 APP:

$$\lambda_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\text{Pr}\{a_{(t,j)}[n] = 1 | z^l[n]\}}{\text{Pr}\{a_{(t,j)}[n] = 0 | z^l[n]\}} \quad (11)$$

通过简单的临界化可以获得下式:

$$\lambda_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} \text{Pr}^l\{x[n] = \mu(a) | z^l[n]\}}{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} \text{Pr}^l\{x[n] = \mu(a) | z^l[n]\}} \quad (12)$$

$$\text{其中: } \Omega_{(t,j)}^{(\varepsilon)} = \{a \in F_2^{qT}, a_{(t,j)} = \varepsilon\} \quad (13)$$

对数比 APP 可以被如下扩展:

$$\lambda_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \text{Pr}^l[a[n] = a]}{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \text{Pr}^l[a[n] = a]} \quad (14)$$

假设理想的空时交织允许散布那些先前加入其临界数字分量的乘积中的概率:

$$\lambda_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \prod_{(t,j)} \text{Pr}^l[a_{(t,j)}[n] = a_{(t,j)}]}{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \prod_{(t,j)} \text{Pr}^l[a_{(t,j)}[n] = a_{(t,j)}]} \quad (15)$$

假设已通过任何方法 (例如 Cholesky 分解法) 空间白化了 $v^l[n]$, 可以将欧几里得度量用于概率的评估中:

$$p(z^l[n]|x) \propto \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\|z^l[n]-G^l[0]x\|^2\right\} \quad (16)$$

在通常情况下，在概率评估中必须考虑噪声矢量的相关矩阵 K_v^l ：

$$p(z^l[n]|x) \propto \exp\left\{-(z^l[n]-G^l[0]x)^+ K_v^{l^{-1}} (z^l[n]-G^l[0]x)\right\} \quad (17)$$

如在 turbo 检测器领域中所建立的，根据以下公式来推导外在对数概率的比率：

$$\xi_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} p(z^l[n]|x=\mu(a)) \prod_{\{t^+,j^+\} \neq \{t,j\}} \Pr^l \left[a_{(t^+,j^+)}[n] = a_{(t^+,j^+)} \right]}{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} p(z^l[n]|x=\mu(a)) \prod_{\{t^+,j^+\} \neq \{t,j\}} \Pr^l \left[a_{(t^+,j^+)}[n] = a_{(t^+,j^+)} \right]} \quad (18)$$

从所有块 $p=1, \dots, P$ 来收集所有 MIMO 检测器的对数外在信息的采样，并且该采样在空时去交织 Π^{-1} 之后被重新安排为简单的观察矢量 $\zeta^{l,c} \in R^N$ ，输出解码器基于该矢量来提供关于所有码字比特的对数外在概率的比率：

$$\xi^{l,c}[n] = \ln \frac{\Pr \left[c[n] = 1 \mid \varepsilon, \zeta^{l,c} / \{ \zeta^{l,c}[n] \} \right]}{\Pr \left[c[n] = 0 \mid \varepsilon, \zeta^{l,c} / \{ \zeta^{l,c}[n] \} \right]} \quad (19)$$

在空时去交织 Π 之后，矢量 $\xi^{l,c}$ 被散布到前述对数概率比率的 P 矩阵 $\Pi^{l,p}$ 中，一个用于每个数据块 A^p 。对于每个块 $p=1, \dots, P$ ， $\Pi^{l,p}$ 的输入被如下给出：

$$\pi_{(t,j)}^l[n] = \ln \frac{\Pr^l [a_{(t,j)}[n] = 1]}{\Pr^l [a_{(t,j)}[n] = 0]} \quad (20)$$

这意味着可以如下重写软判决矢量 $x^l[n]$ ：

$$\bar{x}^l[n] = \frac{1}{2} \sum_{x \in C^T} x \prod_{(t,j)} \left\{ 1 + (2u_{(t,j)}^{-1}(x) - 1) \tanh\left(\frac{\pi_{(t,j)}^l[n]}{2}\right) \right\} \quad (21)$$

D. 借助于具有修改列表的球形解码器来检测最佳 MIMO

对于高比特率通信情景不能保持最佳 MIMO 检测。实际上，基数在 $O(2^{qT})$ 中变化的星座的整个子集 $\Omega^{<0>}_{\langle t,j \rangle}$ 和 $\Omega^{<1>}_{\langle t,j \rangle}$ 的点的列举，对于高阶调制和/或大量发射天线来说会很快变得难以承受。概率值的仔细分析指示其中大部分值是可忽略的。因此，作为该文献的重要贡献，建议通过大大缩减的子集 $L^{<0>}_{\langle t,j \rangle}$ 和 $L^{<1>}_{\langle t,j \rangle}$ 的点的列举来替代点的深入列举，子集也称作列表，其仅包括不可忽略的概率。对数外在概率的比率因而变为：

$$\xi_{(t,j)}^{l,d}[n] = \ln \frac{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(1)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \prod_{\{t^+, j^+\} \neq \{t,j\}} \Pr^l \left[a_{(t^+, j^+)}[n] = a_{(t^+, j^+)} \right]}{\sum_{a \in \Omega_{(t,j)}^{(0)}} p(z^l[n] | x = \mu(a)) \prod_{\{t^+, j^+\} \neq \{t,j\}} \Pr^l \left[a_{(t^+, j^+)}[n] = a_{(t^+, j^+)} \right]} \quad (18)$$

在几何学方面，其包括以被选择点（例如无约束的 ML 点或 ML 点本身）为中心、以 r 为半径的球中的网格点。已经为了成功展示这些列表[2]而采用了球形解码器的修正版本。球半径 r 的选择决定了相应 MIMO 检测器的质量和复杂度。

E. PIC 检测算法

也可以认为球形解码器过于复杂。进一步减小检测器的复杂度的一种方法是针对每个维独立产生 APP log。在迭代 l 上，对于分量 x 的判决变量是：

$$r_t^l[n] = (g_t^+ g_t^-)^{-1} g_t^+ \left(z^l[n] - \sum_{k \neq t} g_k^- \bar{x}_k \right)$$

其中 g_k 是矩阵 $G_l[0]$ 的第 k 列。因此计算比率 APP log $\xi_{\langle t,j \rangle}^{l,1}[n]$ ， $j=1, \dots, q$ ，

其中假设 $r_t^l[n]$ 是高斯变量，其均值为 x_t 并且估计方差为：

$$\hat{\sigma}_{t,l}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_t^l[n]|^2 - \sigma_x^2$$

能够通过使用以下方式的 SIC 技术来改进第一迭代检测器：

初始化

根据分量的信号与干扰比 (SIR)、以递减顺序分类所述分量, 例如:
 $SIR(x_1) > SIR(x_2) > \dots > SIR(x_T)$

其中:

$$SIR(x_i) = \frac{g_i^+ g_i}{\sum_{k \neq i} g_k^+ g_k + \sigma^2}$$

递归

对于 $t=1$ 至 t

计算:

$$r_t^l[n] = (g_t^+ g_t)^{-1} g_t^+ \left(z^l[n] - \sum_{k < t} g_k \tilde{x}_k[n] \right)$$

计算比率 APP $\log \xi_{<t,j>}^1[n]$, $j=1, \dots, q$, 其中假设 $r_t^l[n]$ 是高斯变量, 其均值为 x_t 且估计方差为:

$$\hat{\sigma}_{t,j}^2 = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_t^l[n]|^2 - \sigma_x^2$$

计算知道 $r_t^l[n]$ 的 MMSE 估计 x_t :

$$\tilde{x}_t[n] = E\{X_t[n] | r_t^l[n]\}$$

附录 III

参考书目

- [1] S.Ariyavisitakul, "Turbo space-Time Processing to Improve Wireless Channel Capacity", *IEEE Trans. Commun.* , vol. COM-48, no.8, pp. 1347-1358, Aug. 2000.
- [2] B. M. Hochwald, S. Ten Brink, "Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel," *IEEE Trans. Commun.* , vol. 51, no. 3, pp. 389-399, March 2003.
- [3] R. Vsioz, A.O. Berthet, "Iterative Decoding and Channel Estimation for Space-Time BICM over MIMO Block Fading Multipath AWGN Channel", *IEEE Trans. Commun.* , Vol. COM-51, no. 8, pp. 1358-1367, Aug. 2003.
- [4] X. Wang, H.V Poor, "Iterative (Turbo) Soft-Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA", *IEEE Trans. Commun.* ,vol. COM-47, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999

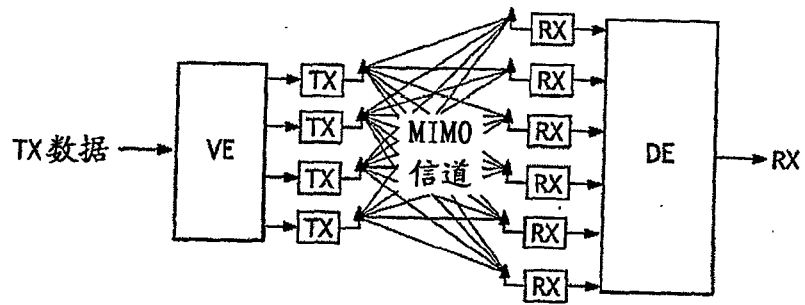


图 1

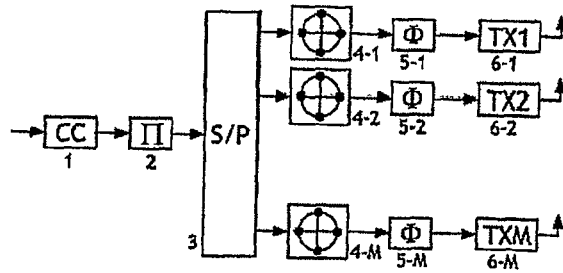


图 2

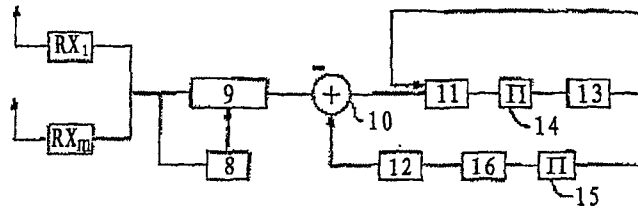


图 3

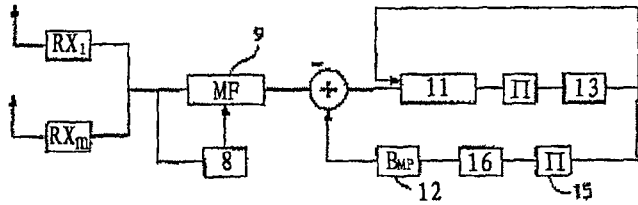


图 4