

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/04 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200780027141.0

[43] 公开日 2009年7月29日

[11] 公开号 CN 101496366A

[22] 申请日 2007.5.31

[21] 申请号 200780027141.0

[30] 优先权

[32] 2006.6.1 [33] US [31] 60/810,570

[86] 国际申请 PCT/IB2007/001436 2007.5.31

[87] 国际公布 WO2007/138467 英 2007.12.6

[85] 进入国家阶段日期 2009.1.16

[71] 申请人 诺基亚公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 金耕进

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 吴立明

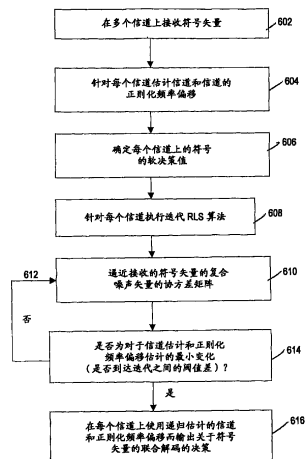
权利要求书 4 页 说明书 17 页 附图 4 页

[54] 发明名称

提供用于编码 MIMO 系统的迭代递归最小二乘法 (RLS) 算法的设备、方法和计算机程序产品

[57] 摘要

一种方法实施方式在多个信道上接收符号矢量。针对每个信道，估计信道和信道的正则化频率偏移。而且针对每个信道，确定符号矢量的软决策值。迭代递归最小二乘法 RLS 算法在每个信道上执行，对接收的符号矢量的组合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近，直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化。使用递归估计的信道和跨过每个信道的正则化频率偏移，输出关于符号矢量的联合解码决策。还详述了用于设备和计算机程序的实施方式。



1. 一种方法包括:

在多个信道上接收符号矢量;

针对每个信道, 估计信道和信道的正则化频率偏移;

针对每个信道, 确定符号矢量的软决策值;

在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法, 对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近, 直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化; 以及

使用递归估计的信道和跨过每个所述信道的正则化频率偏移, 输出关于符号矢量的联合解码决策。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中所述软决策值是使用后验概率 APP 来确定的, 并且迭代 RLS 算法通过并入基于 APP 的软决策来逼近所述协方差矩阵。

3. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中所述迭代 RLS 算法使用接收到的符号矢量的符号的方差来并入基于 APP 的软决策。

4. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中所述迭代 RLS 算法通过进一步并入先前信道估计来逼近所述协方差矩阵。

5. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中所述迭代 RLS 算法在每个接收天线处或者至少两个接收天线处接收到的每个信道上执行。

6. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中输出关于每个符号矢量的联合解码决策包括:

修正用于正则化频率偏移的每个信道, 其最终确定该信道;

乘以经修正用于最终确定的正则化频率偏移的接收到的符号矢量; 以及

乘以快速傅立叶变换矩阵从而输出解调的信号矢量。

7. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中执行迭代 RLS 算法包括使用雅克比矩阵来线性化在每个信道上接收到的符号矢量。

8. 一种机器可读指令的程序, 其有形地包含在计算机可读存储

器上并且可由数字数据处理器执行，从而执行指示用于输出关于接收到的符号矢量的决策的动作，所述包括：

在多个信道上接收符号矢量；

针对每个信道，估计信道和信道的正则化频率偏移；

针对每个信道，确定符号矢量的软决策值；

在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法，对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近，直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化；以及

使用递归估计的信道和跨过每个所述信道的正则化频率偏移，输出关于符号矢量的联合解码决策。

9. 根据权利要求 8 所述的程序，其中所述软决策值是使用后验概率 APP 来确定的，并且迭代 RLS 算法通过并入基于 APP 的软决策来逼近所述协方差矩阵。

10. 根据权利要求 9 所述的程序，其中所述迭代 RLS 算法使用接收到的符号矢量的符号的方差来并入基于 APP 的软决策。

11. 根据权利要求 9 所述的程序，其中所述迭代 RLS 算法通过进一步并入先前信道估计来逼近所述协方差矩阵。

12. 根据权利要求 8 所述的程序，其中所述迭代 RLS 算法在至少两个接收天线的每个接收天线处接收到的每个信道上执行。

13. 根据权利要求 8 所述的程序，其中输出关于每个符号矢量的联合解码决策包括：

修正用于正则化频率偏移的每个信道，其最终确定该信道；

乘以经修正用于最终确定的正则化频率偏移的接收到的符号矢量；以及

乘以快速傅立叶变换矩阵从而输出解调的信号矢量。

14. 根据权利要求 8 所述的程序，其中执行迭代 RLS 算法包括使用雅克比矩阵来线性化在每个信道上接收到的符号矢量。

15. 一种设备包括：

至少一个接收天线，其耦合至接收器并且适合用于在多个信道

上接收符号矢量;

耦合至存储器的处理器, 该处理器用于针对每个信道:

估计信道和信道的正则化频率偏移,

确定符号矢量的软决策值,

在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法, 对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近, 直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化; 以及进一步

应用递归估计的信道和跨过每个所述信道的正则化频率偏移, 从而确定关于符号矢量的联合解码决策。

16. 根据权利要求 15 所述的设备, 其中所述处理器使用后验概率 APP 来确定所述软决策值, 并且并入基于 APP 的软决策来逼近所述协方差矩阵。

17. 根据权利要求 16 所述的设备, 其中所述处理器使用接收到的符号矢量的符号的方差来并入基于 APP 的软决策。

18. 根据权利要求 16 所述的设备, 其中所述处理器通过进一步并入先前信道估计来逼近所述协方差矩阵。

19. 根据权利要求 15 所述的设备, 其中所述至少一个接收天线包括至少两个接收天线, 所述处理器在于所述至少两个接收天线的每个接收天线处接收到的每个信道上执行迭代 RLS 算法。

20. 根据权利要求 15 所述的设备, 其中所述处理器通过以下方法输出关于符号矢量的联合解码决策:

修正用于正则化频率偏移的每个信道, 其最终确定该信道;

乘以经修正用于最终确定的正则化频率偏移的接收到的符号矢量; 以及

乘以快速傅立叶变换矩阵从而输出解调的信号矢量。

21. 根据权利要求 15 所述的设备, 其中所述处理器适合用于在迭代 RLS 算法中使用雅克比矩阵来线性化在每个信道上接收到的符号矢量。

22. 根据权利要求 15 所述的设备包括移动台。

23. 一种设备包括:

装置, 用于在多个信道上接收符号矢量;

装置, 用于针对每个信道来估计信道和信道的正则化频率偏移;

装置, 用于针对每个信道来确定符号矢量的软决策值;

装置, 用于在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法, 对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近, 直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化; 以及

装置, 用于使用递归估计的信道和跨过每个所述信道的正则化频率偏移, 输出关于符号矢量的联合解码决策。

24. 根据权利要求 23 所述的设备, 其中:

所述用于接收的装置包括耦合到接收器的至少一个接收天线;

针对每个信道, 所述用于确定的装置包括处理器的检测器; 以及

所述用于估计的装置和所述用于执行的装置包括耦合到用于存储程序的存储器的处理器, 并且所述用于输出的装置包括所述处理器的终端引脚。

提供用于编码 MIMO 系统的迭代递归最小二乘法 (RLS) 算法的设备、方法和计算机程序产品

技术领域

本发明的示例性但非限制性实施方式总体上涉及无线通信系统、方法以及计算机程序产品，以及更具体地，涉及多输入多输出 (MIMO) 和正交频分复用 (OFDM) 无线通信系统、方法和计算机程序产品。

背景技术

近年来已经在不同的申请中提出了非常强大的信道编码，诸如低密度校验 (LDPC) 码 (R. G. Gallager, "LOW-DENSITY PARITY-CHECK CODES", *IRE Trans, on Inform. Theory*, pp. 21-28, 1962 年 1 月, Exhibit A of the priority US provisional patent application) 以及 Turbo 码 (PHYSICAL LAYER STANDARD FOR CDMA2000 SPREAD SPECTRUM SYSTEMS (3GPP2 C.S0002-C), 2002 年 5 月, 美国临时专利申请优先权表 B)。为了获得这些信道编码的最大益处，希望在接收器中结合信道编码器。为此已经描述了一些方法 (例如，参见 L. K. Rasmussen, A. J. Grant, 以及 P. D. Alexander, "AN EXTRINSIC KALMAN FILTER FOR ITERATIVE MULTIUSER DECODING", *IEEE Trans, on Inform. Theory*, vol. 50, pp. 642-648, 2004 年 4 月 [美国临时专利申请优先权表 C], K. J. Kim, T. Reid, 以及 R. A. Iltis, "DATA DETECTION AND SOFT-KALMAN FILTER BASED SEMI-BLIND CHANNEL ESTIMATION ALGORITHMS FOR MIMO-OFDM SYSTEMS", in *Proceedings of ICC2005*, 2005, pp. 2488-2492 [美国临时专利申请优先权表 D], K. J. Kim 和 R. A. Iltis, "ITERATIVE KALMAN FILTER-BASED DATA DETECTION AND CHANNEL ESTIMATION FOR TURBO CODED MIMO-OFDM SYSTEMS", 提交到 the *International Journal of Wireless Information*

Networks, 2005, 以及 K. J. Kim, T. Bhatt, V. Stolpman, 以及 R. A. Iltis, "PERFORMANCE ANALYSIS OF THE DETECTOR FOR THE STRUCTURED IRREGULAR LDPC CODED MEVIO-OFDM SYSTEM", 出现在 ICASSP2006 [美国临时专利申请优先权表 F]) 的会议录中, 其中由信道解码器计算的信息位的后验概率 (APP) 在软数据检测器中 (参见 K. J. Kim, T. Reid, 以及 R. A. Iltis, "SOFT DATA DETECTION ALGORITHM FOR AN ITERATIVE TURBO CODED MIMO OFDM SYSTEMS", in *Proceedings of the Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2004 年 11 月, pp. 1193-1197, 美国临时专利申请优先权表 G) 以外在信息形式使用。在上述引用的出版物的某些中, 用于编码符号的软决策驱动信道估计器, 其中针对来自数据检测器的 APP 而应用预计值。已经提出了取决于编码符号决策的各种形式的信道估计器。

在本发明之前, 不存在确实适合的程序用于针对准静态信道参数 (诸如那些存在于编码 MIMO-OFDM 系统中的) 来联合估计信道和频率偏移。

发明内容

根据本发明的一个实施方式, 一种方法包括在多个信道上接收符号矢量。针对每个信道, 估计信道和该信道的正则化频率偏移。还针对每个信道, 确定符号矢量的软决策值。迭代递归最小二乘法 RLS 算法在每个信道上执行, 对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近, 直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化。使用递归估计的信道和跨过每个信道的正则化频率偏移, 输出关于符号矢量的联合解码决策。

根据本发明的另一实施方式的是机器可读指令, 其有形地包含在计算机可读存储器上并且可由数字数据处理器执行, 从而执行指示用于输出关于接收到的符号矢量的决策的动作。在该实施方式中, 动作包括在多个信道上接收符号矢量, 以及针对每个信道来估计信

道和信道的正则化频率偏移。进一步针对每个信道确定符号矢量的软决策值。迭代递归最小二乘法 RLS 算法在每个信道上执行，对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近，直到达到信道估计和正则化频率偏移估计的最小变化。使用递归估计的信道和跨过每个信道的正则化频率偏移，输出关于符号矢量的联合解码决策。

根据本发明的另一实施方式的一种设备，包括：至少一个接收天线，其耦合至接收器并且适合用于在多个信道上接收符号矢量；以及耦合至存储器的处理器。处理器适合用于：针对每个信道来估计信道和信道的正则化频率偏移；确定符号矢量的软决策值；以及在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法，对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近，直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化。处理器进一步适合用于应用递归估计的信道和跨过每个信道的正则化频率偏移来确定关于符号矢量的联合解码决策。

根据本发明的另一实施方式的一种设备，包括：用于在多个信道上接收符号矢量的装置，用于针对每个信道来估计信号和信道的正则化频率偏移的装置，用于针对每个信道来确定符号矢量的软决策值的装置，以及用于在每个信道上执行迭代递归最小二乘法 RLS 算法的装置，对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近，直到达到信道估计和正则化频率偏移的估计的最小变化的装置。进一步，该设备包括使用递归估计的信道和跨过每个信道的正则化频率偏移来输出关于符号矢量的联合解码决策的装置。

在上述设备的特定实施方式中，用于接收的装置包括耦合至接收器的至少一个接收天线，用于确定的装置包括针对每个信道的处理器的检测器；并且用于估计的装置和用于执行的装置包括耦合至用于存储程序的存储器。用于输出的装置可以仅是处理器的终端引脚（pin）。

下面中详细描述本发明的这些和其他方面。

附图说明

参考附图对本发明的实施方式进行特定描述。

图 1 示出了适合用于实践本发明的示例性实施方式的各种电子设备的简化框图。

图 2 和图 3 是示出了误码率 BER 性能的曲线图。

图 4 是示出了在 20 个子解码迭代处针对频率偏移的估计器性能的图示。

图 5 是示出了在 20 个子解码迭代处针对信道的估计器性能的图示。

图 6 是示出了根据本发明的示例性实施方式的方法的执行的逻辑流程图。

具体实施方式

在此描述了一种用于编码 MIMO-OFDM 系统的扩展软递归最小二乘法 (ES-RLS) 算法。ES-RLS 算法扩展并且改进了传统扩展 RLS (E-RLS) 算法, 其在 S. Haykin, A. H. Sayed, J. R. Zeidler, P. Yee, 以及 P. C. Wei, "ADAPTIVE TRACKING OF LINEAR TIME-VARIANT SYSTEMS BY EXTENDED RLS ALGORITHMS", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol 45, pp. 1118-1128, 1997 年 5 月 (Exhibit H of the priority US provisional patent application) 中描述。针对单个载波系统, 在 M. Tuchler, A. C. Singer, 以及 R. Koetter, "MINIMUM MEAN SQUARED ERROR EQUALIZATION USING A PRIORI INFORMATION", *IEEE Trans, on Signal Processing*, vol. 50, pp. 673-683, 2002 年 5 月 (美国临时专利申请优先权表 I) 中还示出了一种算法, 其中迭代最小均方误差 (MMSE) 均衡器与软数据检测器组合从而实现改进的信道估计和 CER 性能两者。由此, 基于这些后面方法的迭代联合估计/检测结构还可以在具有未知信道的编码 OFDM 系统中得到较好的 BER 性能。本发明的示例性实施方式提供了一种 ES-RLS (TES-RLS) MIMO-OFDM 信道和频率偏移估计器, 并将其与

MIMO-OFDM 软-QRD-M 数据检测器相结合, 该检测器在 K. J. Kim, T. Reid, 以及 R. A. Iltis, "SOFT DATA DETECTION ALGORITHMS FOR AN ITERATIVE TURBO CODED MIMO OFDM SYSTEMS", in *Proceedings of the Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2004 年 11 月, pp. 1193-1197 中描述, 从而提供新颖的半盲 (semi-blind) 联合信道和频率偏移估计以及数据检测算法。

首先参见图 1, 其示出了适合用于在实践中使用本发明的示例性实施方式的各种电子设备的简化框图。在图 1 中, 无线网络 1 适合用于经由节点 B (基站) 12 的 UE 10 进行通信。网络 1 通常包括网元 14, 其可以被认为是服务网元。UE 10 包括数据处理器 (DP) 10A、存储程序 (PROG) 10C 的存储器 (MEM) 10B、以及适合的射频 (RF) 收发器 10D, 其耦合到一个或者多个天线 10E (示出了一个) 以用于与节点 B 12 双向无线通信, 其中节点 B 12 还包括 DP 12A、存储 PROG 12C 的 MEM 12B、以及适合的 RF 收发器 12D, 其耦合到一个或者多个天线 12E (示出了一个)。节点 B 12 通过路径 13 (例如 Iub 链路) 耦合到网元 14, 网元 14 通常还包括 DP 14A 和存储相关联的 PROG 14C 的 MEM 14B。假定 PROG 10C 和 12C 中的至少一个包括程序指令, 当由相关联的 DP 执行时, 其支持电子设备根据本发明的示例性实施方式来操作, 这将在下文详述。应理解, 当在 MIMO 系统的上下文中进行描述时, 这些教导实施在 MIMO 系统的特定变形中, 诸如单输入单输出 (SISO)、单输入多输出 SIMO 系统以及多输入单输出 MISO 系统。

为了描述本发明的示例性实施方式, 可以假设无线网路 1 实施编码的 MIMO-OFDM 系统。另外, 虽然为了简化而在 UE 10 和节点 B 12 处示出单个天线 10 E, 但是在每个网元处可以存在多个发射和/或接收天线。

通常, UE 10 的各种实施方式可以包括但不限于蜂窝电话、具有无线通信能力的个人数字助理 (PDA)、具有无线通信能力的便携式计算机、具有无线通信能力的图像捕获设备 (诸如数字相机)、具有无线通信能力的游戏设备、具有无线通信能力的音乐存储和播放应用、

允许因特网访问和浏览的因特网应用、以及并入了这些功能组合的便携式单元或者终端。

本发明的示例性实施方式可以通过由 UE 10 的 DP 10A 或者其他 DP 执行的计算机软件来执行、或者通过硬件、或者通过软件和硬件的组合来执行。

MEM 10B、12B 以及 14B 可以是适合于本地技术环境的任何类型并且可以使用适合的数据存储技术来实施，诸如基于半导体的存储器设备、磁性存储器设备和系统、光学存储器设备和系统、固定存储器和可移动存储器。DP 10A、12A 以及 14A 可以是适合于本地技术环境的任何类型，以及可以包括一个或者多个通用计算机、专用计算机、微处理器、数字信号处理器 (DSP) 以及基于多核处理器架构的处理器，作为非限制示例。

首选描述用于编码-MIMO-OFDM 系统的信号模式。

在此考虑用于在多路径衰落信道上接收的 MIMO OFDM 系统的基带模式。用于 MIMO-OFDM 系统的符号包括下列符号：

N_f, N_t, N_r : 发射器和接收器中的多路径和天线的数目。

K, N : 一个分组中的子载波和 OFDM 数据符号的数目。

$T_g, T_d = \overset{\Delta}{KT_s}, T_s$: 保护时间间隔、OFDM 数据符号间隔以及采样时间。

$\mathbf{A}, \mathbf{a}, (\mathbf{A})_{l,m}, (\mathbf{a})_k$: 矩阵、矢量、矩阵 \mathbf{A} 的 (l,m) 元素、以及矢量 \mathbf{a} 的第 k 元素。

$\Lambda(a_1, \dots, a_N)$: 具有 $\{a_1, \dots, a_N\}$ 的对角矩阵

$\mathbf{F} \in C^{K \times K}$: (l,m) 元素是 $\frac{1}{\sqrt{K}} e^{j2\pi(l-1)(m-1)/K}$ 的对角矩阵。

符号 p, q, k, n 分别用于表示发射天线、接收器天线、子载波以及 OFDM 数据符号，其中 $1 \leq p \leq N_t, 1 \leq q \leq N_r, 1 \leq k \leq K, 0 \leq n \leq N$ 。编码数据流通过串行到平行处理转换成 N_t 个并行的数据子流。一个分组包括 N 个 OFDM 数据符号，其中每个数据符号包括 K 个子载波。保护时间间隔 T_g 还包括在每个数据符号中从而消除符号间干扰 (ISI)。编码符号 $\{d_k^p(n)\}$ 驱动第 p 调制器、 K 点 IFFT。编码符号 $d_k^p(n)$ 选自复数值有限字

母, 即

$$d_k^p(n) = g(b_{k,1}^p(n), \dots, b_{k,Q}^p(n)) : \{-1, 1\}^Q \rightarrow \mathbb{C},$$

其中 $b_{k,j}^p \in \{-1, 1\}$ 理解为到 $\{1, 0\}$ 的隐式映射, 如果需要进行解码。第 p 调制器的第 n 输出是

$$s^p(t) = s_D^p(t) p_D(t - T_d^s(n)),$$

$$s_D^p(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^p(n) e^{j2\pi k(t - T_d^s(n))/T_d}.$$

在此, $T_d^s \triangleq (T_s + T_d)$ 和 $p_D(t)$ 是 $[0, T_d)$ 上具有有限支持的脉冲。第 p 发射和第 q 接收器天线之间的信道 $\{h_l^{p,q}(n)\}$ 由抽头延迟线来建模, 从而在第 q 天线接收的第 n 信号是

$$r^q(t) = \sum_{p=1}^{N_f} \sum_{l=0}^{N_f-1} h_l^{p,q}(n) s_D^p(t - lT_s) + z^q(t).$$

假定在序列 $N_f T_s < T_s$ 中, 假设一组信道 $\{h_l^{p,q}(n)\}$ 仅在一个 OFDM 分组持续时间上是恒定的, 并且假设接收器匹配发射的脉冲。相加噪声 $z^q(t)$ 是具有 $2N_0$ 谱密度的循环白高斯。具有了消除的保护间隔, 时域中的第 n 个 OFDM 数据符号矢量如下式所示

$$\mathbf{r}^q(n) \triangleq \sum_{p=1}^{N_f} \tilde{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \mathbf{z}^q(n), \quad (1)$$

其中

$$\mathbf{z}^q(n) \sim N(\mathbf{z}^q(n); 0, 2N_0/T_s \mathbf{I}_K),$$

$$\mathbf{h}^{p,q}(n) \triangleq [h_0^{p,q}(n), h_1^{p,q}(n), \dots, h_{N_f-1}^{p,q}(n)]^T \in \mathbb{C}^{N_f},$$

$$\mathbf{h}^q(n) \triangleq [(\mathbf{h}^{1,q}(n))^T, \dots, (\mathbf{h}^{N_f,q}(n))^T]^T \in \mathbb{C}^{N_f N_f},$$

$$\tilde{\mathbf{D}}^p(n) \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{d}_0^p(n) & \tilde{d}_{K-1}^p(n) & \dots & \tilde{d}_{K-N_f+1}^p(n) \\ \tilde{d}_1^p(n) & \tilde{d}_0^p(n) & \dots & \tilde{d}_{K-N_f+2}^p(n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots \\ \tilde{d}_{K-1}^p(n) & \tilde{d}_{K-2}^p(n) & \dots & \tilde{d}_{K-N_f}^p(n) \end{bmatrix},$$

其中 $\tilde{\mathbf{D}}^p(n)$ 是由 $\text{cir}(\tilde{\mathbf{d}}^p(n))$, 以及 $\tilde{\mathbf{d}}^p(n) = \mathbf{F}\mathbf{d}^p(n)$, $\hat{\mathbf{d}}^p(n) = [d_0^p(n), \dots, d_{K-1}^p(n)]^T$ 规定的非对称循环矩阵。在此, $N(\mathbf{x}; \mathbf{m}, \Sigma_x)$ 表示具有平均值矢量 \mathbf{m} 和协方差矩阵 Σ_x 的循环高斯密度。将接收器处的频率偏移并入方程 (1) 中的 $\mathbf{r}^q(n)$ [以下示例美国临时专利申请的优先权的示出了 J 和 K: T. Roman, M. Enescu, 和 V. Koivunen, "JOINT TIME-DOMAIN TRACKING OF CHANNEL AND FREQUENCY OFFSET FOR OFDM SYSTEMS," *Proceedings of the IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, SPAWC 2003, pp. 605-609; 以及 Z. Liu, G. B. Giannakis, 和 B. L. Hughes, "DOUBLE DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK CODING FOR TIME-SELECTIVE FADING CHANNELS," *IEEE Trans, on Commun.*, vol. 49, No. 9, pp. 1529-1539, 2001 年 9 月], 得到

$$\mathbf{r}^q(n) = \hat{\Delta}(\varepsilon^q(n)) \sum_{p=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \mathbf{z}^q(n). \quad (2)$$

在该假定条件下, 多路径具有共同的到达角 (AOA), 频率偏移独立于发射天线和多路径指数[参见 Z. Liu, G. B. Giannakis, 和 B. L. Hughes, "DOUBLE DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK CODING FOR TIME-SELECTIVE FADING CHANNELS," *IEEE Trans, on Commun.*, vol. 49, pp. 1529-1539, 2001 年九月, 美国临时专利申请优先权的表 K], 但是每个接收器具有不同的频率偏移。对于频率偏移 $\Delta f^q(n)$, 正则化频率偏移表示为 $\varepsilon^q(n) = \Delta f^q(n) N_d^g T_s$ 。 $K \times K$ 矩阵 $\tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n))$ 定义为

$$\tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n)) = e^{j2\pi\varepsilon^q(n)((n-1)N_d^g + N_g)} \times \Lambda(1, e^{j2\pi\varepsilon^q(n)/N_d^g}, \dots, e^{j2\pi(K-1)\varepsilon^q(n)/N_d^g}). \quad (3)$$

现在根据本发明的示例性实施方式对迭代扩展软 RLS 信道和频率偏移估计器进行描述。

软 RLS 估计器由编码软符号决策 $\hat{d}_k^p(n) = E[d_k^p(n)]$ 驱动, 其中指数是关于 APP 的。根据编码软符号决策的条件, 由第 q 软 RLS 估计器所使用的测量矢量信号根据以下来修改, 即 K. J. Kim 和 R. A. Iltis, "ITERATIVE KALMAN FILTER-BASED DATA DETECTION AND CHANNEL ESTIMATION FOR TURBO CODED MIMO-OFDM SYSTEMS", 2005 年向 the

International Journal of Wireless Information Networks 提交的, 以及 K. J. Kim, T. Bhatt, V. Stolpman, 和 R. A. Iltis, "PERFORMANCE ANALYSIS OF THE DETECTOR FOR THE STRUCTURED IRREGULAR LDPC CODED MIMO-OFDM SYSTEM", 出现在 *ICASSP2006* (美国临时专利申请优先权的表 F) 的前述部分, 如下所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^q(n) &= \tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n)) \sum_{p=1}^{N_t} \bar{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \\ &\tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n)) \sum_{p=1}^{N_t} \check{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \mathbf{z}^q(n). \end{aligned} \quad (4)$$

在方程 (4) 中, $\check{\mathbf{D}}^p(n) \triangleq \hat{\mathbf{D}}^p(n) - \bar{\mathbf{D}}^p(n)$, 以及 $\bar{\mathbf{D}}^p(n)$ 是用 $E[\hat{d}_k^p(n)]$ 取代 $\hat{d}_k^p(n)$ 的 $\hat{\mathbf{D}}^p(n)$ 。为了展开软 RLS 估计器, 首先使用包括数据检测误差的复合噪声质量来将接收到的矢量信号重写为:

$$\mathbf{r}^q(n) = \tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n)) \sum_{p=1}^{N_t} \bar{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \tilde{\mathbf{z}}^q(n), \quad (5)$$

其中 $\tilde{\mathbf{z}}^q(n) \triangleq \tilde{\Delta}(\varepsilon^q(n)) \sum_{p=1}^{N_t} \check{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) + \mathbf{z}^q(n)$ 。由编码符号 $d_k^p(n)$ 的方差 $V(d_k^p(n))$ 和 $\mathbf{e}_{k+1} \triangleq [0_{1 \times k}, 1, 0_{1 \times (K-k-1)}]^T$ 表示的 $\tilde{\mathbf{z}}^q(n)$ 的协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_z^q(n)$ 可以如下计算:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_z^q(n) &\triangleq E[\tilde{\mathbf{z}}^q(n) \tilde{\mathbf{z}}^q(n)^H] \\ &= 2N_o/T_s \mathbf{I} + E \left[\sum_{p=1}^{N_t} \check{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) \mathbf{h}^{p,q}(n)^H \check{\mathbf{D}}^p(n)^H \right], \\ &= 2N_o/T_s \mathbf{I} + \mathbf{F} \tilde{\mathbf{R}}_z^q(n) \mathbf{F}^H, \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_z^q(n) &\triangleq \sum_{p=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{S}_{k+1}(\mathbf{h}^{p,q}(n)) V(d_k^p(n)) \mathbf{e}_{k+1} \mathbf{e}_{k+1}^T, \\ \mathbf{S}_k(\mathbf{h}^{p,q}(n)) &\triangleq \begin{bmatrix} 0_{1 \times k-1} \\ (\mathbf{F}_c^H E[\mathbf{h}^{p,q}(n) \mathbf{h}^{p,q}(n)^H] \mathbf{F}_c)(l,:) \\ 0_{1 \times K-k} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

注意方程 (6) 仅对于已知的信道 $\{\mathbf{h}^{p,q}(n)\}$ 成立, 并且在下文附录 A 中进行推导。注意, 从软数据检测器输出的 APP 根据编码符号的方差被并入 ES-RLS。

现在将 RLS 方法施加到方程 (5) 中, 针对测量中的未知非线性信道参数, 可以施加第一级线性化(参见 S. Haykin, A. H. Sayed, J. R. Zeidler, P. Yee, 和 P. C. Wei, "ADAPTIVE TRACKING OF LINEAR TIME-VARIANT SYSTEMS BY EXTENDED RLS ALGORITHMS", *IEEE Trans, on Signal Processing*, vol.45, pp. 1118-1128, 1997 年 5 月, 美国临时专利申请优先权的表 H)。现在, 经过线性化的接收矢量信号变为

$$\tilde{\mathbf{r}}^q(n) = \mathbf{J}^q(n) \begin{bmatrix} \varepsilon^q(n)(7) \\ \mathbf{h}^q(n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{z}}^q(n), \quad (8)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{r}}^q(n) \stackrel{\Delta}{=} \delta \tilde{\mathbf{r}}^q(n) + \mathbf{J}^q(n) \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}^q(n-1)(9) \\ \hat{\mathbf{h}}^q(n-1) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

在方程 (10) 中, $\delta \tilde{\mathbf{r}}^q(n) \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{r}^q(n) - \tilde{\Delta}(\hat{\varepsilon}^q(n-1)) \sum_{p=1}^{N_t} \bar{\mathbf{D}}^p(n) \hat{\mathbf{h}}^{p,q}(n-1)$ 。雅克比 (Jacobian) 矩阵 $\mathbf{J}^q(n)$ 如下定义

$$\begin{aligned} \mathbf{J}^q(n) &= [\mathbf{J}_\varepsilon^q(n) \mathbf{J}_\mathbf{h}^q(n)], \\ \mathbf{J}_\varepsilon^q(n) &\stackrel{\Delta}{=} \frac{\partial \mathbf{r}^q(n)}{\partial \varepsilon^q(n)} \Big|_{\substack{\varepsilon^q(n)=\hat{\varepsilon}^q(n-1) \\ \mathbf{h}^q(n)=\hat{\mathbf{h}}^q(n-1)}}, \\ \mathbf{J}_\mathbf{h}^q(n) &\stackrel{\Delta}{=} \frac{\partial \mathbf{r}^q(n)}{\partial (\mathbf{h}^q(n))^T} \Big|_{\substack{\mathbf{h}^q(n)=\hat{\mathbf{h}}^q(n-1) \\ \varepsilon^q(n)=\hat{\varepsilon}^q(n-1)}} \end{aligned} \quad (11)$$

其每个雅克比子矩阵如下计算

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_\varepsilon^q(n) &\stackrel{\Delta}{=} \Lambda \left(j2\pi a, \dots, j2\pi \left(a + \frac{K-1}{N_d^g} \right) \right) \tilde{\Delta}(\hat{\varepsilon}^q(n-1)) \\ &\quad \times [\bar{\mathbf{D}}^1(n), \dots, \bar{\mathbf{D}}^{N_t}(n)] \hat{\mathbf{h}}^q(n-1), \\ \mathbf{J}_\mathbf{h}^q(n) &\stackrel{\Delta}{=} \tilde{\Delta}(\hat{\varepsilon}^q(n-1)) [\bar{\mathbf{D}}^1(n), \dots, \bar{\mathbf{D}}^{N_t}(n)]. \end{aligned} \quad (12)$$

在此, $a \stackrel{\Delta}{=} (n-1)N_d^g + N_g$ 。考虑 $\tilde{\mathbf{z}}^q(n)$ 的统计属性, 可以改变应用使用以下描述方法的最小化函数, 即参见 J. McDonough, D. Raub, M. Wolfel, 和 A. Waibel, "TOWARDS ADAPTIVE HIDDEN MARKOV MODEL BEAMFORMERS", 2004, 向 the *IEEE Trans, on Speech and Audio Processing* 提交的 (美国临时专利

申请优先权的表 L)。ES-RLS 算法通过下列递归最小化而获得

$$\{\hat{\varepsilon}^q(n), \hat{\mathbf{h}}^q(n)\}$$

$$= \arg \min_{\varepsilon^q(n), \mathbf{h}^q(n)} \sum_{m=1}^n \beta^{n-l} (\delta^q(m))^H (\tilde{\mathbf{R}}_z^q(m))^{-1} \delta^q(m).$$

在此, $\delta^q(m) \stackrel{\Delta}{=} \tilde{\mathbf{r}}^q(m) - \mathbf{J}^q(m) \begin{bmatrix} \varepsilon^q(m) \\ \mathbf{h}^q(m) \end{bmatrix}$ 和 β 是遗忘因子。利用一些计算, 获得下列第 l 接收器处子迭代的迭代 (ES-RLS) 算法:

$$\mathbf{P}^{q,l}(n)^{-1} =$$

$$\beta \mathbf{P}^{q,l}(n-1)^{-1} + \mathbf{J}^q(n)^H (\hat{\mathbf{R}}_z^{q,l}(n))^{-1} \mathbf{J}^q(n),$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}^{q,l}(n) \\ \hat{\mathbf{h}}^{q,l}(n) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\varepsilon}^{q,l}(n-1) \\ \hat{\mathbf{h}}^{q,l}(n-1) \end{bmatrix} + \mathbf{P}^{q,l}(n) \mathbf{J}^q(n)^H (\hat{\mathbf{R}}_z^{q,l}(n))^{-1} \delta \tilde{\mathbf{r}}^{q,l}(n),$$

其中 $\delta \tilde{\mathbf{r}}^{q,l}(n)$ 在第 l 接收器子迭代处是 $\delta \tilde{\mathbf{r}}^q(n)$ 。矩阵 $\mathbf{P}^{q,l}(n)$ 对应于伪协方差。在接收器子迭代 l 处, 迭代 RLS 算法通过根据软决策并入先前信道估计和 APP 来逼近位置协方差 $\tilde{\mathbf{R}}_z^{q,l}(n)$, 即

$$\hat{\mathbf{R}}_z^{q,l}(n) \approx \sum_{p=1}^{N_l} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{S}_{k+1} (\hat{\mathbf{h}}^{p,q,l}(n-1)) V(d_k^{p,l}(n)) \mathbf{e}_{k+1} \mathbf{e}_{k+1}^T.$$

现在讨论进一步根据本发明的示例性实施方式的决策指示的 IES-RLS 算法。

接收的矢量 $\mathbf{r}^q(n)$ 而进行修正, 并且左乘 FFT 矩阵 \mathbf{F}^H 从而产生解调的矢量信号

$$\mathbf{y}^q(n) \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{F}^H \tilde{\Delta}(\hat{\varepsilon}^q(n-1))^H \mathbf{r}^q(n)$$

$$\approx \sum_{p=1}^{N_l} \hat{\mathbf{H}}^{p,q}(n) \mathbf{d}^p(n) + \mathbf{n}^q(n). \quad (13)$$

在此, 可以使用 $\delta \varepsilon^q(n) \stackrel{\Delta}{=} \varepsilon^q(n) - \hat{\varepsilon}^q(n-1)$ 并且假定:

$$\mathbf{F}^H e^{j2\pi\delta\varepsilon^q((n-1)N_d^q + N_e)} \tilde{\Delta}(\delta\varepsilon^q(n)) \mathbf{F} \approx \mathbf{I}$$

而且, $\hat{\mathbf{H}}^{p,q}(n)$ 是如下定义的估计的信道频率矩阵,

$$\hat{\mathbf{H}}^{p,q}(n) = \text{diag}\{\hat{H}_0^{p,q}(n), \hat{H}_1^{p,q}(n), \dots, \hat{H}_{K-1}^{p,q}(n)\},$$

$$\hat{H}_k^{p,q}(n) = \sum_{l=0}^{N_r-1} \hat{h}_l^{p,q}(n-1) e^{-j2\pi kl/K}. \quad (14)$$

在接收器子迭代 l 处，软 QRD-M 算法（参见 K. J. Kim, T. Reid, 和 R. A. Iltis, "SOFT DATA DETECTION ALGORITHMS FOR AN ITERATIVE TURBO CODED MIMO OFDM SYSTEMS"，在 *the Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2004 年 11 月, pp. 1193-1197 前述中，美国临时专利申请优先权的表 G) 基于从所有 N_r 个接收天线得出的以下逼近解调矢量信号在所有子载波上运行：

$$\mathbf{y}_k(n) \approx \hat{\mathbf{H}}_k^l(n) \mathbf{d}_k(n) + \mathbf{z}_k(n), \quad (15)$$

其中

$$\mathbf{d}_k(n) = [d_k^1(n), \dots, d_k^{N_t}(n)]^T,$$

$$\mathbf{n}_k(n) \sim N(\mathbf{n}_k(n); 0, 2N_0/T_s \mathbf{I}_{N_r \times N_r}). \quad (16)$$

在此 $\hat{\mathbf{H}}_k^l(n)$ 表示在频率 k 和接收器子迭代 l 处的所有 $N_r \times N_t$ 的估计的频率响应。 $N_r \geq N_t$ 的软 QRD-M 计算近似 APP。迭代 l 处的软决策 $\bar{d}_k^{p,l}$ 使用信道估计 $\hat{\mathbf{H}}_k^l(n)$ 获得，使得

$$\bar{d}_k^{p,l}(n) = g(\tanh(L^l(b_{k,1}^p(n))/2), \dots, \tanh(L^l(b_{k,Q}^p(n)/2))),$$

$$L^l(b_{k,j}^p(n)) \approx \ln \frac{p(\mathbf{y}_k(n) | \hat{\mathbf{H}}_k^l(n), b_{k,j}^p = 1)}{p(\mathbf{y}_k(n) | \hat{\mathbf{H}}_k^l(n), b_{k,j}^p = -1)} + \lambda_2^l(b_{k,j}^p). \quad (17)$$

其中

先验 APP $\lambda_2^l(b_{k,j}^p)$ 是来自信道解码器的外因 (extrinsic)。只要信噪比 (SNR) 在阈值以上或者接收器子迭代进行，以 $\lambda_2^l(b_{k,j}^p)$ 表示的外因解码器信息将变得更加精确。信道解码器使用来自软 QRD-M 的交错的外因位信息计算编码位的 APP，并且继而排除在前信息从而产生新外因为

$$\lambda_2^{\pi-1,l}(b_{k,j}^p) = L_2^l(b_{k,j}^p) - \lambda_1^{\pi-1,l}(b_{k,j}^p). \quad (18)$$

在方程 (18) 中， $\lambda_1^{\pi-1,l}(b_{k,j}^p)$ 是解交错的 $\lambda_1^l(b_{k,j}^p)$ 。在下一迭代中，软 QRD-M 使用先验 LLR 的交错版本 $\lambda_2^l(b_{k,j}^p)$ 。具体地，来自解码器 $\lambda_2^l(b_{k,j}^p)$ 的

新 APP 添加到测量 LLR 中。这样，解码器外因通过提供更可靠的数据决策来改进检测器性能。发送到信道解码器的外部信息通过 LLR 来确定，

$$\lambda_1'(b_{k,j}^p) = \hat{L}'(b_{k,j}^p(n)) - \lambda_2'(b_{k,j}^p), \quad (19)$$

其中 $\hat{L}'(b_{k,j}^p(n))$ 是近似的 LLR 并且编码位 $b_{k,j}^p(n)$ 的先验 LLR 对应于来自先前解码迭代的交错外因信息。

以下参数使用于根据本发明的示例性实施方式的新颖扩展的软 RLS (ES-RLS) 算法的仿真中：

$K = 64, N_t = N_r = 4, N = 10$ ，第一 OFDM 符号使用作为训练。

衰落信道功率， $N_f = 5$ ，

$$\|\mathbf{f}^{p,q}(n)\|^2 = \{0.5610, 0.2520, 0.1132, 0.0509, 0.0229\}, \forall p, q.$$

$$\hat{\mathbf{h}}^{p,q}(0) = 0 \forall p, q.$$

$$\varepsilon^q(n) \sim N(\varepsilon^q(n); 0, 1e^{-4}) \forall q.$$

$$\hat{\varepsilon}^q(0) = 0 \forall q.$$

$$\beta = 0.999.$$

$$\mathbf{P}^q(0) = \text{diag}\{1e^{-2}, 100\mathbf{I}\} \forall q.$$

假定使用 1/2 速率 Turbo 编码器（用于 CDMA 2000 扩展频率系统的物理层标准（3GPP2 C.S0002-C），2002 年 5 月），其中生成多项式是 $\{eef\}_H$ 并且分码的存储器长度是 3，以及 max-log-map 算法使用于解码中。为了进行比较，使用具有相同码率的结构化不规则 LDPC 编码器（参见 V. Stulpman, J. Zhang, 和 N. W. Vaes, "IRREGULAR STRUCTURED LDPC CODES", *Proposal for IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, 2004, 美国临时专利申请优先权的表 M）。将 Log-map 或者置信传播用于 LDPC 解码算法。图 2 和图 3 对应于关于接收器迭代的误码率（BER）。使用的是（8, 20）LDPC 和 Turbo 解码中 00 的子迭代。图 2 和图 3 示出：在解码子迭代方面，LDPC 编码系统的总性能比 Turbo 编码系统灵敏。而且，随着接收器迭代增加，Turbo 编码系统将比 LDPC 编码系统执行的更佳。如图 2 和图 3 中所示，IES-ELS 算法导致用于

Turbo 编码系统在 20 子解码迭代上至五个接收器迭代的最佳的联合频率偏移和信道估计，如图 4 和图 5 所示。这是利用 LDPC 和 Turbo 编码的一个示例。但是我们可以以不同的编码速率来使用他们。

对比于 Kyeong Jin 05/16/2006 提交的共同未决美国临时专利申请 No. 60/801, 307, 标题为: "METHOD, APPARATUS AND COMPUTER PROGRAM PRODUCT PROVIDING SOFT ITERATIVE RECURSIVE LEAST SQUARES (RLS) CHANNEL ESTIMATOR", 使用本发明的示例性实施方式除了信道估计以外还支持频率偏移的估计。频率偏移估计通常更难以估计，因为其是非线性状态参数。

本发明示例性实施方式的使用提供了一种技术用于将软信息结合于编码 MIMO-OFDM 系统中。

本发明示例性实施方式的使用还支持获益于迭代接收器结构中的信道编码器的强大效果，以及迭代方法的使用改进了整体性能。

为了估计信道和频率估计，本发明的示例性实施方式使用来自数据检测器的软信息。

为了实现这一点，并且参见图 6 的逻辑流程图，在框 603 处，在多个信道上接收符号矢量。注意到在 SIMO 系统中，可以存在仅一个接收天线在多个信道上进行接收，使得本发明的实施方式可以在单个天线接收设备中实践。在框 604 处，针对每个信道，存在估计的信道和用于新到的正则化频率偏移。在框 606 处，在每个信道上，将确定软决策值用于接收的符号矢量的符号。在框 608 处，通常输入 RLS 算法，并且在框 610 处执行该算法，其中如上所述，对接收到的符号矢量的复合噪声矢量的协方差矩阵进行逼近。RLS 算法进行迭代直到达到迭代之间用于估计信道和正则化频率偏移的估计的变化。这种最小值可以是某个阈值，诸如百分比变化或者存储在存储器中的绝对值，其用于比较该算法接近最终值的程度。如果并非最小值，则反馈环路 612 持续到到达下一近似。

注意到图 6 的方法可以计算方程 (5) 中定义的复合噪声的协方差矩阵。

方程 (5) 继而可以关于频率偏移而线性化从而提供方程 (7)。

如上所详述的，该算法可以计算方程（10）中的雅克比矩阵来逼近每个迭代中的协方差矩阵并且找到信道估计以及正则化频率偏移估计的最小变化。

使用这些程序可以估计联合在编码 OFDM 系统中的线性状态矢量、信道矢量以及非线性信道参数、频率偏移。在框 616 处，从其输出关于符号矢量的联合解码决策，使用针对每个信道估计的递归确定的正则化频率偏移。

基于上文所述，显然本发明的示例性实施方式提供了一种方法。设备以及计算机程序产品以便执行迭代扩展软 RLS（IES-RLS）算法用于编码 MIMO-OFDM 系统的联合信道和频率偏移估计，其中从信道解码器计算而得的信息位的后验概率使用于 MIMO 数据检测器中，其编码软符号决策使用于 LES-RLS 算法中。在示例性并且非限制性实施方式中，使用了关于信道参数的第一级线性化。IES-RLS 算法可以使用 Turbo 和规律/不规律 LDPC 编码，作为两个非限制性示例。

通常各种示例性实施方式可以实施在硬件或者专用电路、软件、逻辑或者其任何组合中。例如，一些方面可以实施在硬件中，而其他方面可以实施在固件或者软件中，其可以由控制器、微处理器或者其他计算设备来执行，但是本发明不限于此。虽然本发明的示例性实施方式的各个方面可以示出并且如框图、流程图或者使用某些其他图形表示来描述，但是应该理解到在此描述的这些框、设备、系统、技术或者方法可以实施在作为非限制性示例的硬件、软件、固件、专用电路或者逻辑、通用硬件或者控制器或者其他计算设备，或者他们的一些组合。

本发明的示例性实施方式可以实践在各种组件中，诸如集成电路模块。集成电路的设计是通过大型高度自动化处理。复杂并且强大的软件工具可用于将逻辑级设计转化为准备蚀刻并且形成在半导体衬底上的半导体电路设计。

程序，诸如由 Synopsus, Inc. of Mountain View, California and Cadence Design, of San Jose, California 自动路由导体和半导体芯片上的本地组件，使用已经建立好的设计规则以及预存储设计模块的库。一旦

用于半导体电路的设计已经完成，则完成的设计以标准化电子格式（例如，Opus、GDS II 等等）可以被传送到半导体制造机构或者“加工”进行制造。

当结合附图进行阅读时，对本领域技术人员而言，参见上文描述，本发明的上述示例性实施方式的各种修改和调整是明显的。然而，任何和所有修改仍将落入本发明的示例性并且非限制性实施方式中。

进一步，本发明的各种非限制性和示例性实施方式的一些特征可以被使用为有益的而没有对应的使用其他特征。这样，上文描述可以理解为仅仅是本发明的原理、教导以及示例性实施方式的说明而并非对其的限制。

附录 A: 复合噪声协方差的计算

回想:

$$\hat{\mathbf{R}}_z^q(n) = E \left[\sum_{p=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{D}}^p(n) \mathbf{h}^{p,q}(n) \mathbf{h}^{p,q}(n)^H \tilde{\mathbf{D}}^p(n)^H \right]. \quad (\text{A.1})$$

为了计算方程 (A.1)，使用以下属性用于循环矩阵 $\tilde{\mathbf{D}}^p(n)$ ：

$$\tilde{\mathbf{D}}^p(n) = \mathbf{F} \Lambda (\mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{d}}^p(n)) \mathbf{F}_c^H, \quad (\text{A.2})$$

其中 $\tilde{\mathbf{d}}^p(n)$ 是 $\tilde{\mathbf{D}}^p(n)$ 的第一列矢量，并且 \mathbf{F}_c 是 \mathbf{F} 的阶段矩阵，其维数是 $K \times N_f$ 。因为 $\tilde{\mathbf{d}}^p(n) = \mathbf{F} (\mathbf{d}^p(n) - \bar{\mathbf{d}}^p(n))$ ，获得

$$\tilde{\mathbf{D}}^p(n) = \mathbf{F} \Lambda ((\mathbf{d}^p(n) - \bar{\mathbf{d}}^p(n))) \mathbf{F}_c^H. \quad (\text{A.3})$$

将方程 (A.3) 代入方程 (1) 中，则

$$\hat{\mathbf{R}}_z^q(n) = \mathbf{F} \mathbf{A}(n) \mathbf{F}^H, \quad (\text{A.4})$$

其中

$$\mathbf{A}(n) = E \sum_{p=1}^{N_t} \Lambda (\delta \mathbf{d}^p(n)) \mathbf{F}_c^H \mathbf{h}^{p,q}(n) (\mathbf{h}^{p,q}(n))^H \mathbf{F}_c \Lambda (\delta \mathbf{d}^p(n))^H$$

并且 $\delta \mathbf{d}^p(n) = \mathbf{d}^p(n) - \bar{\mathbf{d}}^p(n)$ 。以下在 K. J. Kim, T. Reid, 和 R. A. Iltis, "Data Detection and soft-Kalman filter based semi-blind channel estimation FOR MIMO-OFDM SYSTEMS", 在 *ICC2005*, 2005, pp. 2488-2492 的

前述中(美国临时专利申请优先权的表 D)证实的方法中, 可以示出

$$E[\Lambda(\delta \mathbf{d}^p(n)) \mathbf{F}_c^H \mathbf{h}^{p,q}(n) (\mathbf{h}^{p,q}(n))^H \mathbf{F}_c \Lambda(\delta \mathbf{d}^p(n))^H] = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{S}_{k+1}(\mathbf{h}^{p,q}(n)) [E\{|d_k^p(n)|^2\} - |\bar{d}_k^p(n)|^2] \mathbf{e}_{k+1} \mathbf{e}_{k+1}^T,$$

其中

$$\mathbf{S}_l(\mathbf{h}^{p,q}(n)) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{l \times l-1} (A.5) \\ (\mathbf{F}_c^H E[\mathbf{h}^{p,q}(n) \mathbf{h}^{p,q}(n)^H] \mathbf{F}_c)(l, :) (A.6) \\ \mathbf{0}_{l \times K-l} (A.7) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{e}_{k+1} \triangleq [0_{1 \times k}, 1, 0_{1 \times (K-k-1)}]^T. \quad (A.8)$$

假定在方程 (8) 中计算载波上的不相关的符号误差。现在定义 $V(d_k^p(n)) \triangleq E\{|d_k^p(n)|^2\} - |\bar{d}_k^p(n)|^2$ 并且将方程 (8) 代入方程 (A.4) 中得到上述方程 (A.6), 其完成推导。

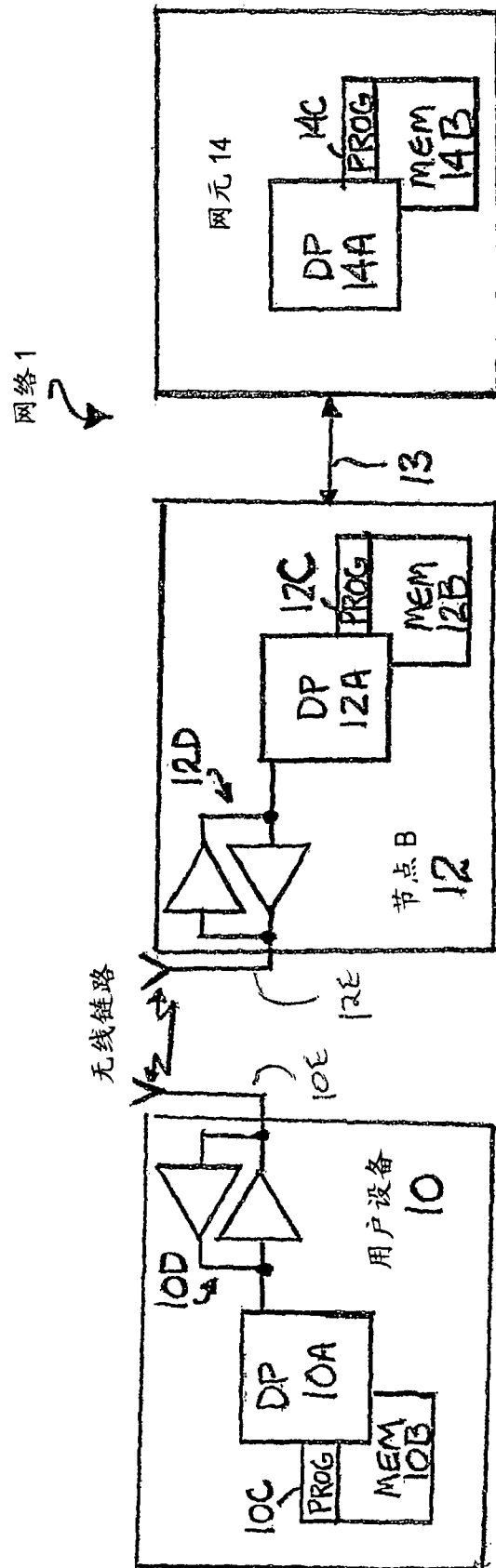


图 1

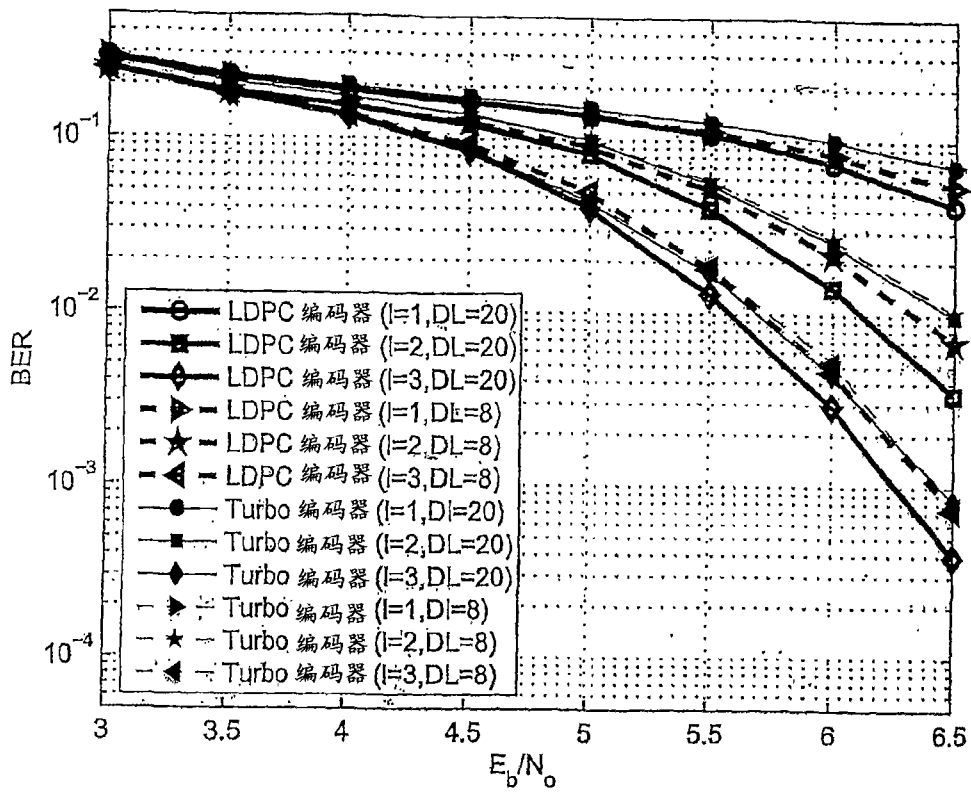


图 2

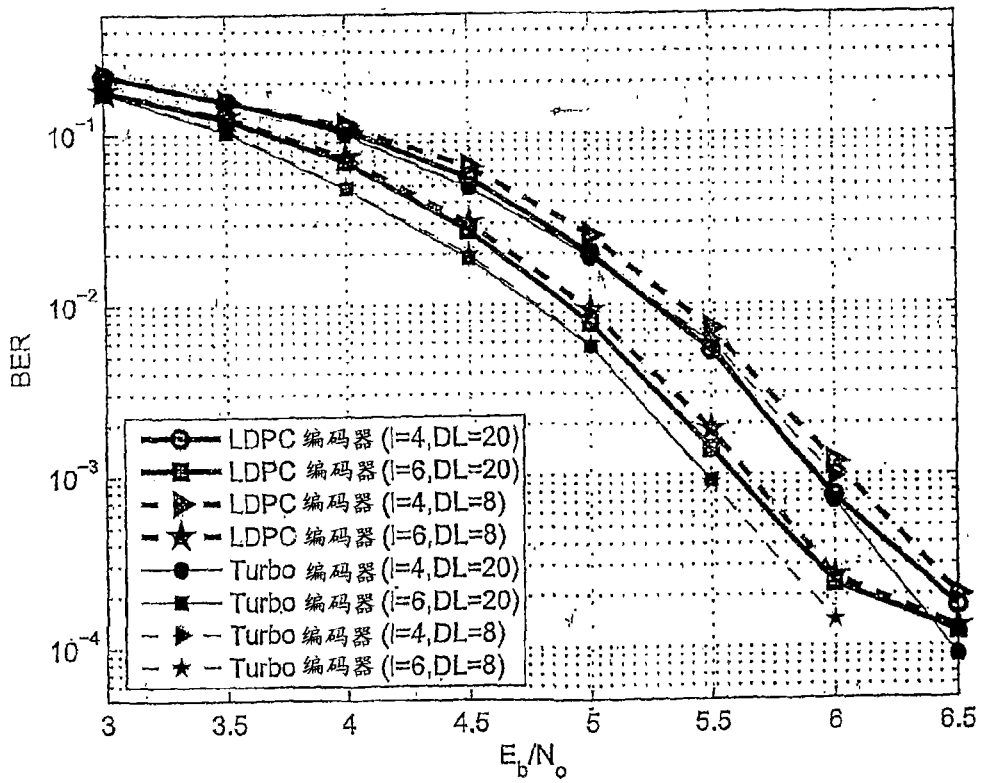


图 3

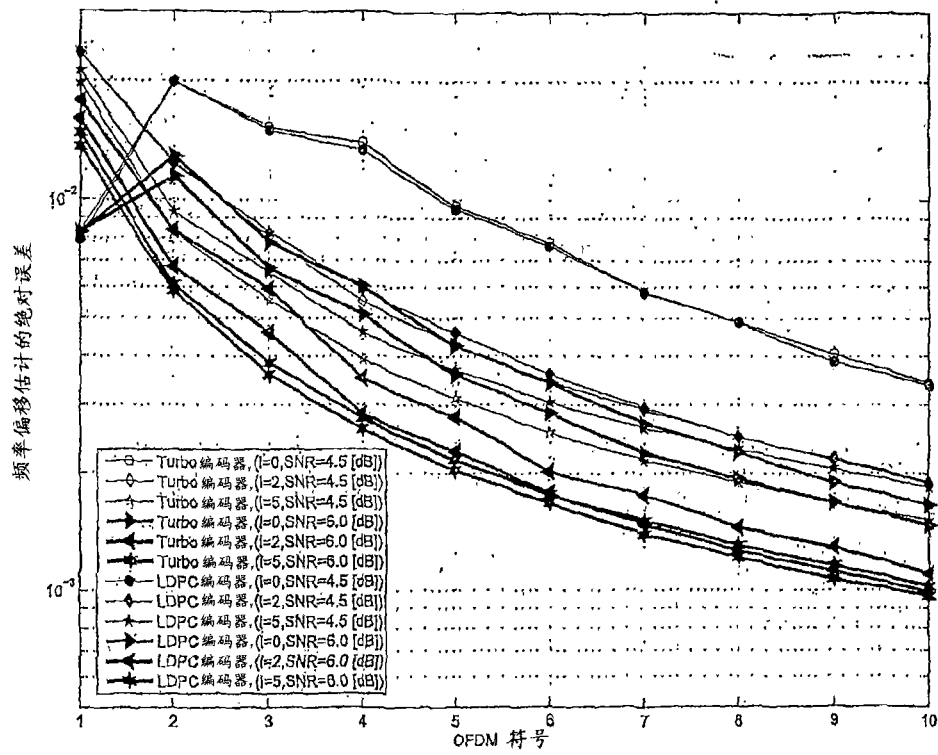


图 4

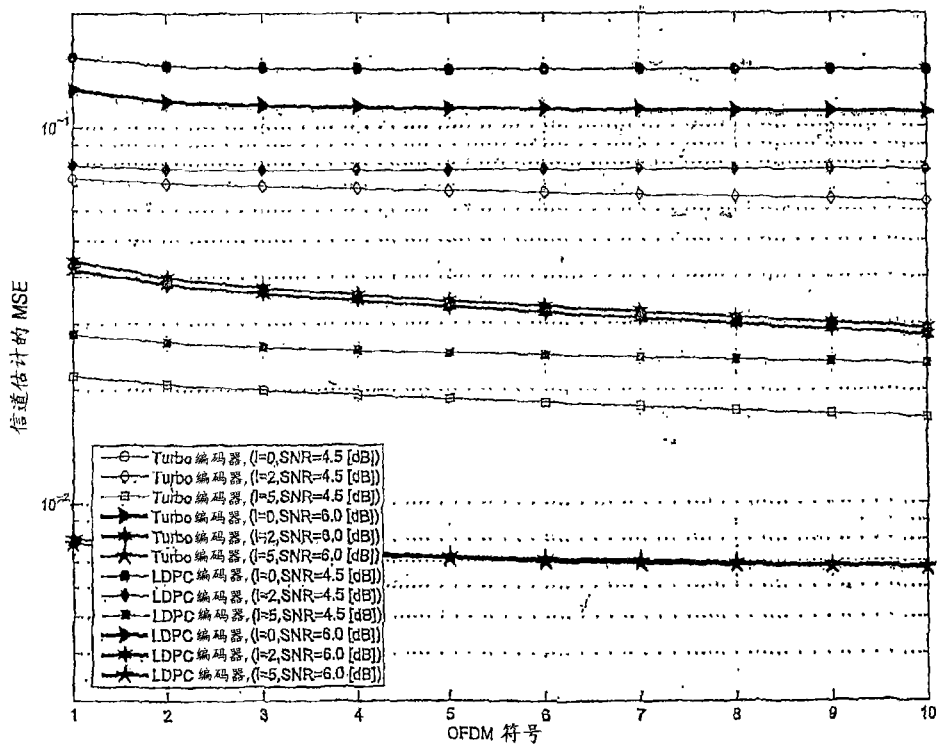


图 5

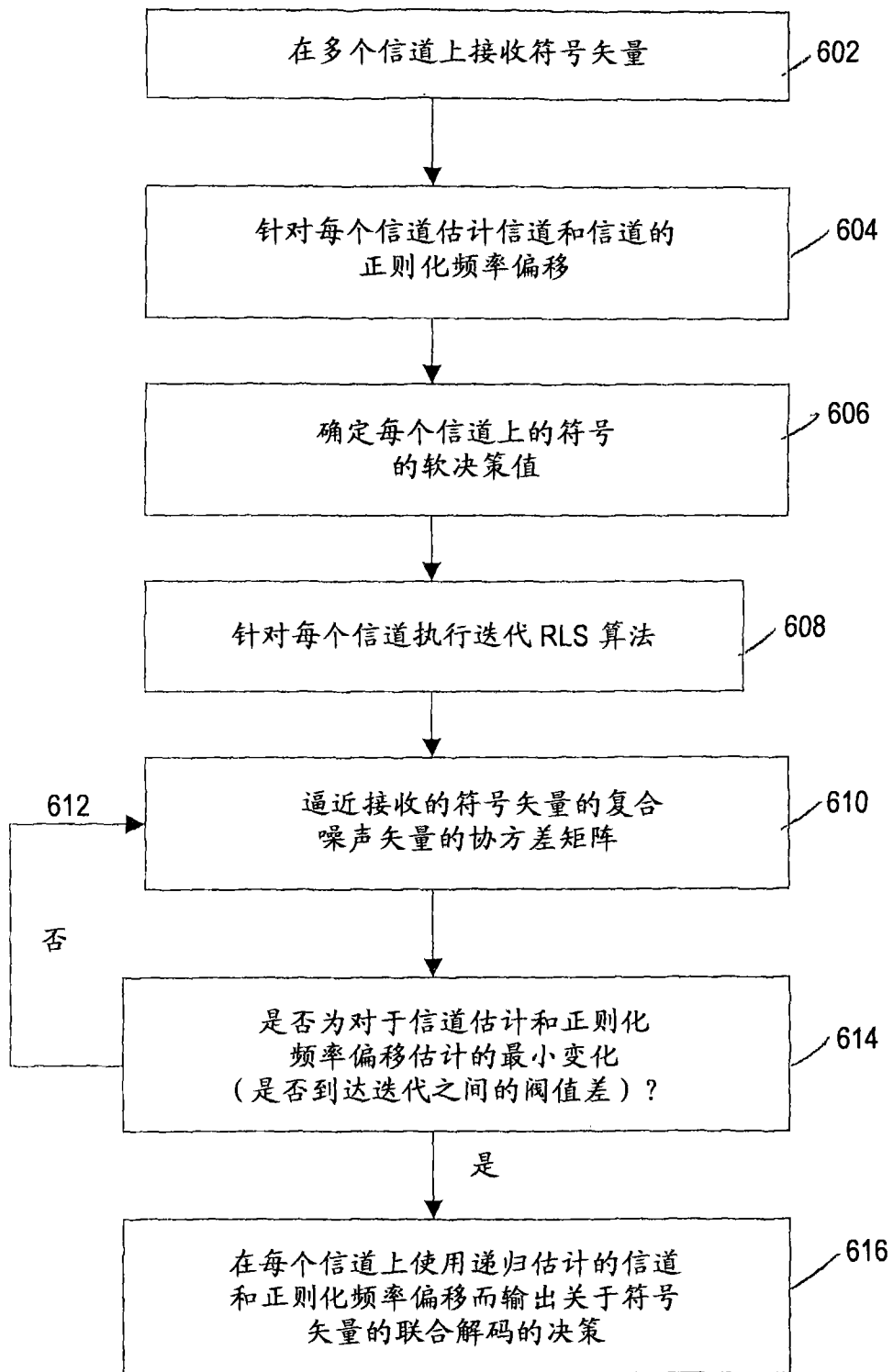


图 6