



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03801422. X

[43] 公开日 2005 年 2 月 9 日

[11] 公开号 CN 1579077A

[22] 申请日 2003. 8. 14 [21] 申请号 03801422. X

[30] 优先权

[32] 2002. 8. 15 [33] GB [31] 0219056. 9

[86] 国际申请 PCT/JP2003/010349 2003. 8. 14

[87] 国际公布 WO2004/017586 英 2004. 2. 26

[85] 进入国家阶段日期 2004. 4. 29

[71] 申请人 株式会社东芝

地址 日本东京都

[72] 发明人 罗伯特·简·皮耶库科奇

[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 李 玲

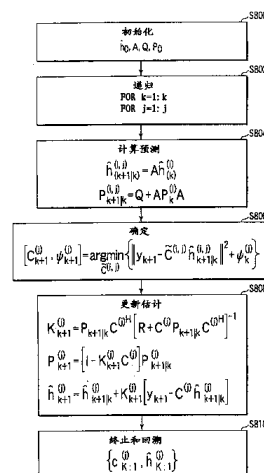
权利要求书 7 页 说明书 36 页 附图 10 页

[54] 发明名称 MIMO 系统中的信道追踪和信号检测

[57] 摘要

本发明一般涉及用于对接收天线从多个发射天线接收的接收信号进行译码的设备、方法和计算机程序代码。本发明旨在解决发射天线与接收天线之间只能使用有限或已知信息来导出信道响应估计时出现的其他困难。在这里描述了一种对多个发射天线发射并由至少一个接收天线接收的信号进行译码的方法，发射信号包括一个具有元素 c_1 到 c_{NT} 的码字矢量 c ，其中 NT 是发射天线数目，元素 c_1 到 c_{NT} 表示的是从各个发射天线发送的相应符号，码字 c 则是由一个对输入数据符号进行操作并具有有限多个状态的编码器生成的，所述编码器具有一个状态间的允许转移集合，编码器的转移由输入数据符号序列确定，信道响应集合描述的是发射天线与至少一个接收天线之间的各个信道响应，在至少一个接收天线上接收的信号包括从各个发射天线发射的信号的一个组合，每个发射信号由信道响应集合中一个相应响应改变，所述方法包括：为信道响应集合确定一个初始估计并且选择编码器的一个假定初始状态；使用接收信号从初始估计和状态进行外推，以便确定一个估计发射码字集合以及相关的信道响应集合，其中每个估计码字具有一个关联的估

计信道响应集合；以及从估计发射码字集合中确定一个估计输入数据符号序列，以便对接收信号进行译码；其中所述外推包括多次迭代，每个迭代包括建立一个从编码器在所述迭代的每个可能状态到用于下一次迭代的编码器的每个允许新状态的允许转移集合；通过为各个允许转移估计一个信道响应集合，并且针对各个允许转移而对接收信号以及一个与估计信道响应集合所修改的转移相关联的码字进行比较，由此为编码器的每个允许新状态选择多个转移中的一个，其中所述编码器具有多个针对所述新状态的允许转移，所述估计信道响应集合与所述转移相关联；以及使用接收信号来对关联于选定转移的估计信道响应集合进行更新。



1. 一种对从多个发射天线发射并由至少一个接收天线接收的信号进行译码的方法，

发射信号包括一个具有元素 c_1 到 c_{NT} 的码字矢量 c ，其中 NT 是发射天线数目，元素 c_1 到 c_{NT} 表示从各个发射天线发射的相应符号，码字 c 则是由一个对输入数据符号进行操作并且具有有限多个状态的编码器生成的，所述编码器具有一个状态之间的允许转移集合，所述编码器的转移由所述输入数据符号序列确定，

信道响应集合描述的是一个所述发射天线与所述至少一个接收天线之间的各个信道响应，

在所述至少一个接收天线上接收的信号包括从各个发射天线发射的信号的一个组合，每个发射信号由所述信道响应集合中一个相应响应改变，所述方法包括：

为所述信道响应集合确定一个初始估计并且选择所述编码器的一个假定初始状态；

使用所述接收信号从所述初始估计和状态中进行外推，以便确定一个估计发射码字集合以及相关的信道响应集合，其中每个估计码字具有一个关联的估计信道响应集合；以及

从所述估计发射码字集合中确定一个估计输入数据符号序列，以便对所述接收信号进行译码；以及

其中所述外推包括多次迭代，每个迭代包括：

建立一个从所述编码器在所述迭代的每个可能状态到用于下一次迭代的所述编码器的每个允许新状态的允许转移集合；

通过为各个所述允许转移估计一个信道响应集合，并且针对所述各个允许转移而对所述接收信号以及一个与所述估计信道响应集合修改的转移相关联的码字进行比较，由此为所述编码器的每个允许新状态选择多个转移中的一个，其中所述编码器具有多个针对所述新状态的允许转移，所述估计信道响应集合与所述转移相关联；以及然后

使用所述接收信号来对关联于选定转移的估计信道响应集合进行更新。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其中在一个所述迭代中将一个历史值与所述编码机的每个可能状态相关联，并且其中对于所述多个允许转移中的一个的选择依赖于所述允许转移所源自的可能状态的历史值，所述方法

还包括为所述编码机的每个所述允许新状态确定一个用于所述下一次迭代的历史值。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其中关于所述编码机的假设初始状态的所述选择包括将历史值分配给所述编码机的可能初始状态，以使一个选定初始状态的加权高于其他的可能初始状态。

4. 如权利要求 1、2 或 3 所述的方法，其中用于所述信道响应集合的所述初始估计为零。

5. 如权利要求 1、2 或 3 所述的方法，还包括使用所述接收信号的已知部分来为所述信道响应集合确定所述初始估计。

6. 如权利要求 1 到 5 中任何一个权利要求所述的方法，其中信道响应的所述估计和更新包括卡尔曼滤波。

7. 如前述任何一个权利要求所述的用于对多个接收天线接收的信号进行译码的方法，其中所述信道响应集合描述的是一个所述发射天线与一个所述接收天线之间的各个信道响应。

8. 如权利要求 1 到 7 中任何一个权利要求所述的方法，其中所述编码机包括一个空频编码机并且所述迭代包括频率迭代。

9. 如权利要求 1 到 7 中任何一个权利要求所述的方法，其中所述编码机包括一个空时编码机并且所述迭代包括时间迭代。

10. 一种通过联合估计网格码的码字以及发射天线与一个或多个接收天线之间的信道响应来确定状态序列以及相关的信道响应，从而对从多个发射天线发射到一个或多个接收天线的网格编码信号进行译码的方法，所述方法包括：

确定一个初始信道估计；

使用多个卡尔曼滤波器或递归贝叶斯估计器来从所述初始信道估计中确定一个信道响应预测集合；

使用所述信道响应预测来选择一个单独的假设，所述假设与一个网格路径元素相对应并且表示所述网格编码信号的网格中的一个可能状态序列、一个码字和一个信道响应集合，其中多个所述假设可用于与汇合网格路径元素相对应；

响应于所述选择的结果，更新所述信道响应预测；以及

重复所述选择和更新步骤，以便扩展多个穿过所述网格的可能路径，其中每个路径表示的是一个状态、码字以及相关信道响应的序列。

11. 如权利要求 10 所述的方法，其中各个所述汇合网格路径元素扩展一个网格路径并且具有从先前选择步骤中得出的相关量度，其中所述量度表示的是所述网格路径的精度；并且其中所述选择响应于与所述汇合网格路径元素相关联的量度。

12. 如权利要求 10 或 11 的所述的方法，其中所述网格编码信号是一个空频或空时网格编码信号。

13. 一种对从多个发射天线发射到至少一个接收天线的网格码调制 (TCM) 码字序列进行估计的方法，其中每个码字 c_k 包含了针对从每个发射天线所进行的传输的一个符号矢量并且具有一个索引 k ，而发射天线与一个或多个接收天线之间的估计信道响应是如下描述的：

$$\mathbf{h}_k = \text{vec}\{\mathbf{H}_k^T\}$$

其中

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \lambda_{1,1}^{(k)} & \lambda_{1,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{1,N_T}^{(k)} \\ \lambda_{2,1}^{(k)} & \lambda_{2,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{2,N_T}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{N_R,1}^{(k)} & \lambda_{N_R,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{N_R,N_T}^{(k)} \end{bmatrix}$$

并且 $\lambda_{m,n}^{(k)}$ 表示第 n 个发射天线与第 m 个接收天线之间的估计信道频率响应，其中 N_R 和 N_T 分别表示的是接收天线与发射天线的数目，所述方法包括：

确定一个初始估计值 \mathbf{h}_0 ；以及

通过推算初始估计值 \mathbf{h}_0 来估计所述码字序列；其中所述推算包

括:

(i) 基于第 k 个迭代估计 $\mathbf{h}_k^{(i)}$ 来为第 $k+1$ 个所述推算迭代确定一个估计 $\mathbf{h}^{(i,j)}$ 集合, 其中 i 和 j 标记的是用于在迭代 k 和 $k+1$ 上分别产生 TCM 码字序列的编码机的可能状态;

(ii) 通过选择一个将接收信号矢量 $\mathbf{y}_k = [\mathbf{x}_1^{(k)} \dots \mathbf{x}_i^{(k)} \dots \mathbf{x}_{NR}^{(k)}]^T$ 之间的距离判据之和减至最小的值来为各个所述第 j 个可能状态选择一个用于 \mathbf{C}_{k+1} 的值, 其中

$$\mathbf{C}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{k+1}^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_{k+1}^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{c}_{k+1}^T \end{bmatrix}$$

其中 $\mathbf{x}_i^{(k)}$ 表示的是在第 i 个接收天线上接收并具有索引 k 的信号以及一个估计 $\mathbf{C}^{(i,j)} \mathbf{h}^{(i,j)}$, 其中

$$\mathbf{C}^{(i,j)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(i,j)T} & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{c}^{(i,j)T} & \dots & \mathbf{0}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{c}^{(i,j)T} \end{bmatrix}$$

并且 $\mathbf{c}^{(i,j)}$ 表示的是由编码器以及与各个状态 i 相关联的历史值 $\psi_k^{(i)}$ 从状态 i 到状态 j 的转移所生成的一个码字;

(iii) 根据所述选择步骤 (ii) 的结果来为各个状态 j 确定一个经过更新的历史值集合 $\psi_{k+1}^{(i)}$;

(iv) 使用为 \mathbf{C}_{k+1} 选择的值来为 \mathbf{h}_{k+1} 确定一个估计值; 以及

(v) 使用 $\mathbf{h}^{(i)}$ 的第 $k+1$ 个迭代估计而不是第 k 个迭代估计来重复步骤 (i) 到 (iv), 以便确定一个用于 \mathbf{C} 的值的序列, 由此确定一个码字 \mathbf{c} 的序列。

14. 如权利要求 13 所述的方法, 其中 k 标引的是频率。

15. 如权利要求 13 所述的方法, 其中 k 标引的是时间。

16. 一种通过联合估计网格码的码字以及发射天线与一个或多个接收天线之间的信道响应来确定状态序列以及相关的信道响应, 从而对从多个发射天线发射到一个或多个接收天线的网格编码信号进行译码的方法, 所述方法包括:

通过推算多个卡尔曼滤波器来联合估计所述码字和信道响应，从而构造一个网格，所述网格中包含了表示网格编码信号的可能状态序列的路径，所述路径与网格码的码字以及信道响应相关联，其中通过构造所述网格而使得只有一条路径进入网格的每个节点。

17. 一种数据结构，其中包含了根据权利要求 16 的方法构造的一个网格。

18. 如权利要求 17 所述的数据结构，其中每个节点具有一个相关的历史值，所述历史值表示的是一个用于估计一条路径的量度，其中包含了导向所述节点的路径，以便选择一条优选路径。

19. 一种信号译码器，所述译码器被配置成根据权利要求 1 到 16 中任何一个权利要求的方法来进行操作。

20. 一种对从多个发射天线发射并由至少一个接收天线接收的信号进行译码的译码器，

发射信号包括一个具有元素 c_1 到 c_{NT} 的码字矢量 c ，其中 NT 是发射天线数目，元素 c_1 到 c_{NT} 表示的是从各个发射天线发送的相应符号，码字 c 则是由一个对输入数据符号进行操作并具有有限多个状态的编码器生成的，所述编码器具有一个所述状态间的允许转移集合，所述编码器的转移则由所述输入数据符号序列确定，

信道响应集合描述了一个所述发射天线与所述至少一个接收天线之间的每个信道的响应，

在所述至少一个接收天线上接收的信号包含了从各个发射天线发射的信号的组合，每一个发射信号由所述信道响应集合中的一个相应响应所改变；

所述译码器包括：

用于为所述信道响应集合确定一个初始估计并且选择所述编码器的一个假设初始状态的装置；

使用所述接收信号从初始估计和状态中进行外推，以便确定估计发射码字集合以及相关信道响应集合的装置，其中每个估计码字都具有一个相关估计信道响应集合；以及

从所述估计发射码字集合中确定一个估计输入数据符号序列，以便对接收信号进行译码的装置；

其中所述外推装置被配置成执行多次迭代，并且还包含：

用于建立一个从所述编码器在一个所述迭代的每个可能状态到所述编码器在下一个迭代的每个允许新状态的允许转移集合的装置；

用于通过为各个所述允许转移估计一个信道响应集合，并且针对各个所述允许转移而对接收信号以及一个与所述估计信道响应集合修改的转移相关联的码字进行比较，由此为所述编码器的每个允许新状态选择多个转移之一的装置，其中所述编码器具有多个针对新状态的允许转移，所述估计信道响应集合与所述转移相关联；以及

使用所述接收信号来对关联于选定转移的估计信道响应集合进行更新的装置。

21. 如权利要求 20 所述的译码器，其中在一个所述迭代中将一个历史值与所述编码器的每个可能状态相关联，并且其中所述用于选择所述多个允许转移中的一个的装置响应于所述允许转移所源自的可能状态的历史值，所述译码器还包括用于为所述编码器的每个所述允许新状态确定一个用于所述下一次迭代的历史值的装置。

22. 如权利要求 21 所述的译码器，其中用于选择所述编码器的假设初始状态的装置还包括用于将历史值分配给所述编码器的可能初始状态，以使选定初始状态的加权高于其他的可能初始状态的装置。

23. 如权利要求 20、21 或 22 所述的译码器，其中用于所述信道响应集合的所述初始估计为零。

24. 如权利要求 20、21 或 22 所述的译码器，还包括使用所述接收信号的已知部分来为所述信道响应集合确定所述初始估计的装置。

25. 如权利要求 20 到 24 中任何一个权利要求所述的译码器，其中所述通过估计信道响应来进行选择的装置以及所述更新信道响应的装置是使用卡尔曼滤波器来实现的。

26. 如权利要求 20 到 25 中任何一个权利要求所述的用于译码多个接收天线接收的信号的译码器，其中所述信道响应集合描述的是一

个所述发射天线与一个所述接收天线之间的各个信道的响应。

27. 如权利要求 20 到 26 中任何一个权利要求所述的译码器，其中所述编码器包括一个空频编码器并且所述迭代包括频率迭代。

28. 如权利要求 20 到 26 中任何一个权利要求所述的译码器，其中所述编码器包括一个空时编码器并且所述迭代包括时间迭代。

29. 一种接收机，其中包含了权利要求 19 到 28 中任何一个权利要求的译码器。

30. 处理器控制代码，在运行的时候，所述代码执行权利要求 1 到 16 中的任何一个权利要求的方法或是实现权利要求 19~28 中任何一个权利要求的译码器。

31. 一种载体，所述载体传送的是权利要求 17 或 18 的数据结构，或是权利要求 30 的处理器控制代码。

MIMO 系统中的信道追踪和信号检测

技术领域

本发明一般涉及一种用于对接收天线从多个发射天线接收的接收信号进行译码的设备、方法和计算机程序代码。本发明旨在解决发射天线与接收天线之间只能使用有限或已知信息来导出信道响应估计时出现的问题。

本发明主要是在 MIMO-OFDM (多输入多输出 - 正交频分复用) 通信系统环境中描述的, 但是本发明的应用并不局限于这种系统, 这里将会给出本发明针对时域编码而不是频域编码的应用。

背景技术

诸如 Hiperlan/2 和 IEEE802.11a 这类当代高数据速率的无线局域网 (WLAN) 标准提供了高达 54M 比特/秒的数据速率。然而, 对于因特网、视频和多媒体这类更高数据速率服务的不断增长的需求产生了改进下一代无线 LAN 的带宽效率的需要。当前的 IEEE802.11a 标准使用的是正交频分复用 (OFDM) 以及自适应调制解调这种带宽效率很高的方案。而系统则是作为一个单输入单输出 (SISO) 系统来设计的, 其中特别在链路每一端都使用了一个单独的发射和接收天线。尽管如此, 在 ETSI BRAN 内部已经对多个天线或扇区 (sectorised) 天线的某些规定进行了研究, 以便改进分集增益并且由此提高链路牢固性。

Hiperlan/2 是一个用于 54Mbps 无线网络的欧洲标准, 它具有安全特征并且工作在 5GHz 的频带上。IEEE802.11 尤其 IEEE802.11a 则是一个美国标准并且定义了一个不同的网络架构, 但是该标准使用的也是 5GHz 带宽并且提供了高达 54Mbps 的数据速率。第二类 Hiperlan (高性能无线电局域网) 标准是由一个包含基本数据传输功能和无线电链路控制子层 (RLC) 的数据链路控制 (DLC) 层、一个基于分组的汇聚层、

一个物理层定义以及一个网络管理定义来定义的，其中所述基于分组的汇聚层包含了一个公共部分定义和一个特定于以太网服务的汇聚子层。有关 Hiperlan2 的更多细节可以参见在此作为参考引入的下列文献：**ETSI TS 101 761-1 (V1.3.1)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 1: Basic Data Transport Functions”；**ETSI TS 101 761-2 (V1.2.1)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 2: Radio Link Control (RLC) sublayer”；**ETSI TS 101 493-1 (V1.1.1)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Packet based Convergence Layer; Part 1: Common Part”；**ETSI TS 101 493-2 (V1.2.1)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Packet based Convergence Layer; Part 2: Ethernet Service Specific Convergence Sublayer (SSCS)”；**ETSI TS 101 475 (V1.2.2)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer”；**ETSI TS 101 762 (V1.1.1)**：“Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Network Management”。上述文档可以从位于 www.etsi.org 的 ETSI 网站中获取。

基于 Hiperlan/2 系统的典型无线 LAN (局域网) 包括多个移动终端 MT，每个移动终端都与接入点 (AP) 或网络基站进行无线电通信。所述接入点还与一个中心控制器 (CC) 通信，所述中心控制器转而具有一条连至其他网络的链路，例如固定以太网类型的局域网。例如在某些实例中，Hiperlan/2 网络没有本地接入点，其中一个移动终端可以充当接入点/中心控制器，以便提供一条 MT 到 MT 的直达链路。然而在本说明书中，对“移动终端”和“接入点”的引用不意味着对 Hiperlan/2 系统或是接入点 (或基站) 或移动终端的任何特定形式加以任何限制。

正交频分复用是一种用于传送高比特速率数字信号的公知技术。与使用高速数据来调制一个单独载波不同，在这里将数据划分到多个更低数据速率的信道中，其中每个信道都是在一个单独的子载波上传送

的。这样可以减轻多径衰落的影响。如为载波 12 所示，在一个 OFDM 信号中，单独的子载波彼此隔开，以便在图 1 (a) 的频谱 10 中重叠。此外还对子载波频率进行选择，以使子载波相互正交，并使调制到子载波上的单独信号能在接收机上得到恢复。一个 OFDM 符号是由一个调制到各个子载波上（因此对应于多个数据比特）的符号集合定义的。如果子载波在频率中相互分隔的间隔是 $1/T$ ，其中 T 是 OFDM 符号周期，那么这些子载波是正交的。

通过对输入符号集合执行反向傅立叶变换，可以获取一个 OFDM 符号，其中所述变换最好是反向快速傅立叶变换 (IFFT)。而通过对 OFDM 信号执行一个傅立叶变换，则可以恢复所述输入符号，其中所述变换最好是快速傅立叶变换 (FFT)。实际上，FFT 是将 OFDM 符号与每个载波相乘并且在符号周期 T 上进行积分。可以看出，对一个给定的子载波来说，由于与 OFDM 符号其他子载波的重叠会使积分周期 T 上的均值为零，因此通过这个过程，只从 OFDM 符号中提取了一个子载波。

通常，子载波是由 QAM（正交幅度调制）符号来进行调制的，但是也可以使用其他调制形式，例如相移键控 (PSK) 或脉冲幅度调制 (PAM)。为了降低多径效应，通常在每个符号开端都借助了一个保护周期来对 OFDM 符号进行扩展。如果两个多径分量之间的相对延迟小于这个保护时间间隔，那么至少没有对第一近似产生符号间干扰 (ISI)。

图 1 (b) 显示了常规 SISO（单输入单输出）OFDM 系统的一个实例，其中包括一个发射机 100（在这里是在移动终端 MT 中）和接收机 150（在这里是在接入点 AP 中）。在发射机 100 中，信源 102 向一个基带映射单元 104 提供数据，所述单元可选地提供前向纠错编码和交织并且输出 QAM 符号之类的经过调制的符号。这些经过调制的符号提供到一个复用器 108，所述复用器将这些符号与来自导频符号发生器 106 的导频符号相结合，并且为接收机中的频率同步和相干检测提供基准幅度和相位（在其他方案中也可以使用差分检测）。部件组合 110 把来自复用器 108 的串行数据流转换成数据速率下降的多个并行流，并且通过

对这些数据流执行 IFFT 来提供一个 OFDM 符号, 然后则将这个 OFDM 符号的多个子载波转换成一个单独的串行数据流。之后, 这个串行(数字)数据流由数模转换器 112 转换成一个模拟时域信号, 由上变换器 114 进行上变换, 并且在经过滤波和放大(未示出)之后从天线 116 输出。天线 116 可以包括全向天线、扇区天线或是带有波束成形的阵列天线。

来自发射机 100 的天线 116 的信号经由“信道”118 而被接收机 150 的天线 152 所接收。通常, 这个信号是作为具有多个不同幅度和相位并经由多个不同信道或路径传播的多个多径分量到达天线 152 的。这些多径分量在接收机上组合并且相互干扰, 从而提供了一个通常具有多个深零位而有点像梳齿的总的信道特性, 这种特性通常会随时间而变化(尤其是在发射机或接收机移动的时候)。在诸如办公室之类的同一常规区域中通常具有多个发射机, 由此产生了比多径效应更难解决的同信道干扰。

接收机 150 的天线 152 与下变换器 154 和模数转换器 156 相耦合。然后, 部件 158 执行串并变换、FFT 以及并串再变换, 由此向解复用器 160 提供一个输出, 解复用器则将导频符号信号 162 与数据符号分离开来。之后对数据进行解调并由基带解映射单元 164 对其进行解映射, 以便提供一个经过检测的数据输出 166。一般来说, 接收机 150 是发射机 100 的一个镜像。并且发射机和接收机可以结合起来, 以便形成一个 OFDM 收发信机。

OFDM 技术可以在多种应用中使用, 并且举例来说, 这种技术不但可以用于军事通信系统和高清晰度电视, 而且还可以用于 Hiperlan/2 (www.etsi.org/technicalactiv/hiperlan2.htm 以及 DTS/BRAN-0023003 v0.k)。

在实践中, 由于有必要依次将 FFT 窗口同步到各个 OFDM 符号, 因此对图 1b 的接收机进行了某种程度的简化, 以免引入非正交性和由此产生的 ISI/ICI (符号间干扰/载波间干扰)。这种处理可以通过结合保护周期中的符号循环扩展而对一个 OFDM 信号进行自相关来实现, 但是一般来说, 特别是对分组数据传输而言, 较为优选的则是使用已知

的 OFDM (训练) 符号, 其中接收机可以使用例如一个匹配滤波器来精确识别和定位所述符号。应该理解的是, 这个匹配滤波器是在时域中工作的, 所述操作是在执行 FFT 之前进行的 (与 FFT 之后的频域相反)。在分组数据系统中, 数据分组可以具有一个包含了一个或多个训练符号的前同步码。

图 2 显示了一个常规 HIPERLAN 2 移动终端 (MT) 的 OFDM 接收机的 (a) 接收机前端 200 和 (b) 接收机信号处理部件 250。所述接收机 250 显示了模数转换电路 252, 同步、信道估计及控制电路 252 以及解分组、解交织及纠错电路 256 的若干细节。

前端 200 包括一个与输入放大器 204 和混频器 206 相耦合的接收天线 202, 其中混频器具有来自 IF 振荡器 208 的第二输入, 以便将 RF 信号混合到 IF。然后将 IF 信号经由带通滤波器 210 提供到一个自动增益控制 (AGC) 放大器 212, 其中所述 AGC 级受控于一条来自控制电路 254 的线路 226, 以便优化稍后进行的信号量化。AGC 212 的输出向两个混频器 214、216 提供了一个输入, 其中这两个混频器还具有来自振荡器 220 和分路器 218 的正交信号, 以便产生正交的 I 和 Q 信号 222、224。然后, 这些 I 和 Q 信号由模数电路 252 进行重复取样、过滤和抽取 (decimate)。对于信号的重复取样有助于进行数字滤波, 之后, 信号速率将会下降到预期的取样速率。

在这里, 对传输信道的影响加以补偿将是非常适当的 (但不是绝对必需的)。举例来说, 这个处理可以使用前同步码数据或一个或多个导频信号中的已知符号来实现。在图 2 的接收机 250 中使用了一个名为 “C 符号” 的前同步码符号来确定信道估计。所述接收机同步到接收信号, 并且通过操作开关 258 来将接收到的 C 符号传递到信道估计器 260。所述估计器估计信道 (子载波中的符号的幅度变化和相位偏移) 对已知 C 符号产生的影响, 由此可以通过与将所述影响与信道响应的倒数 (或是复共轭) 相乘来对其进行补偿。作为选择, 也可以使用一个或多个导频信号 (所述信号也包含已知符号) 来确定信道估计。另一方面, 还可以对那些将接收导频变换到预期符号所需要的相位旋转和幅度改变加

以确定，并且将其应用于其他接收符号。如果在不止一个频率上有一个一个以上的导频可用，那么通过使用不同频率的导频信号将其内插/外推到其他频率，可以得到改进的频道的信道补偿估计。

在图 2 中，接收机前端 200 通常以硬件方式实施，同时如闪速 RAM 262 示意描述的那样，通常在接收机处理部分 250 中至少有一部分是以软件方式实现的。例如，在这里可以使用一个或多个数字信号处理器 (DSP) 和/或一个或多个 ASIC 或 FPGA。技术人员将会意识到，图 2 的接收机 (或是等价的发射机) 的全部功能都能以硬件方式实现。同样，以软件无线电形式数字化信号的确切时刻通常不但依赖于成本/复杂性/功率损耗权衡，而且还依赖于适当的高速模拟/数字转换器和处理器的可用性以及能否在 IF 或更高频率上数字化 RF 信号。

直到最近，在设计系统的过程中付出了很大努力来减轻感知到的多径传播的有害影响，在室内无线 LAN 环境中尤其普遍。然而，G. J. Foschini 和 M. J. Gans 在 1998 年发表于 *Wireless Personal Communications* 第 6 卷第 3 号第 311 ~ 355 页的“On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”一文中显示，通过在发射机和接收机上使用多个天线架构，即所谓的多输入多输出 (MIMO) 架构，有可能极大增加信道容量。空时网格编码调制 (STTCM) 基于的思想首先是在 V. Tarokh, N. Seshadri 和 A. Calderbank 于 1998 年发表在 *IEEE Trans on Information Theory* 第 44 卷第 2 号第 744 ~ 765 页的“Space-time codes for high data rate wireless communication - performance criterion and code construction”一文中给出的。一般来说，STTCM 是一种结合了空间域中的冗余的广义空间网格编码调制。所述编码可以借助一个马尔可夫链来描述。而注意力则转向相对于宽带信道来采用空时编码技术，尤其是所述技术在基于 OFDM 的系统中的使用，其中编码是在空间-频率域的空频网格编码 (SFTC) 中执行的。在 D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib 和 N. Seshadri 发表于 1998 年 in *Proc. 48th IEEE VTC, Ottawa, Canada* 的“Space-time coded OFDM for high data rate wireless communications over

wideband channels”一文中对此进行了描述。SFTC 的最大似然检测需要提供信道状态信息 (CSI)。通常, CSI 是借助于训练序列来获取的, 举例来说, Hiperlan/2 和 IEEE802.11a 标准都包括了用于这个目的的前同步码传输。然后, 最终得到的 CSI 估计馈送到一个执行 MLSE (最小二乘估计) 搜索的空间-频率维特比译码器。

在 A. Naguib, V. Tarokh, N Seshadri 和 A. Calderbank 于 1998 年 10 月发表在 IEEE J-SAC 第 16 卷第 1459 ~ 1478 页的“A space-time coding based model for high data rate wireless communications”的一文中描述了基于周期性导频序列和内插滤波器的使用来进行空时编码检测的技术。

图 3(a) 显示了处于 Naguib 等人所述技术操作的环境中的通信系统 300 的一个模型。在时间 1, 信息源 301 向空时编码器 302 提供一个信息符号 $s(1)$, 所述编码器则将符号编码成 N 个编码符号 $c_1(1)$ 、 $c_2(1)$ 、.....、 $c_N(1)$, 其中每一个编码符号都是同时从发射天线 304 中的一个天线发射的。数量为 M 的多个接收天线 306 分别接收那些输入到接收机 308 的信号 $r_1(1)$ 、.....、 $r_M(1)$ 。接收机 308 在输出端 310 上提供了编码发射符号 $\hat{s}(1)$ 的一个估计 $\hat{s}(1)$ 。在发射天线与接收天线之间则存在多个信道, 举例来说, 所有信道都结合了两个发射天线和两个接收天线。在图 3b 中描述了其中一个信道的的时间变化。如图 3(c) 所示, Naguib 等人描述的技术需要将周期性导频序列插入发射信号, 以便允许估计这些信道的响应。

图 3(c) 显示了一个数据帧 320, 其中包含了与数据 324a ~ e 相互交替的周期性导频序列 322a ~ m。导频序列 322 之间的间隔由信道的预期时间变化幅度控制, 所述间隔必须在传输之前预先确定。如果一个或多个信道变化比预期变化还要快, 则这种方法将会失效。相反, 如果信道衰落慢于预期, 那么由于包含了多于必要的导频序列, 因此将会造成带宽的浪费。

图 3d 显示了数据帧 330, 它具有单独的初始导频序列 332, 其后则是数据 334。本发明实施例的目的在于: 即使图 3a 所示的一个或多个

信道快速变化，也允许使用这种数据帧。

图 4 显示了一个空频编码的 MIMO-OFDM 通信系统 400。如在下文中详细描述的那样，执行空频编码操作的编码器 404 对一个经过了前向纠错的输入数据 402 进行处理，其中举例来说，所述前向纠错可以由块编码器来进行。所述空频编码器 404 提供了用于驱动多个 IFFT（反向快速傅立叶变换）部件 406 的输出，这些部件转而驱动相应的射频级 408 和发射天线 410。在时域中将 IFFT 部件 406 配置成向发射的 OFDM 符号添加一个循环前缀。在常规的 OFDM 系统中，发射机为频率同步和相位追踪而不是信道估计提供了多个导频子载波。

在相应的接收机中，多个接收天线 412 向相应的射频前端 414 提供输入，所述射频前端转而驱动相应的 FFT（快速傅立叶变换）部件 416，以便向矢量维特比译码器 418 提供输入。信道状态信息是 CSI 部件 420 根据 FFT 部件 416 的输出来确定的，并且所述信道状态信息提供到维特比译码器 418。译码器 418 提供一个输出 422，其中包含了关于发射机输入端 402 上的数据序列的一个估计。在 G.D.Forney, Jr. 发表于 1973 年 3 月的 Proc. IEEE 第 61(3) 卷第 267 ~ 278 页的“The Viterbi Algorithm”以及 J. G. Proakis 编著并由 McGraw Hill 于 1995 出版的“Digital Communications”第三版中可以找到关于维特比译码技术的背景信息。

技术人员将会了解，虽然为了方便起见，图 4 的发射机和接收机是以方框图形式绘制的，但在实际上，除 RF 部件 408 和 414 之外的发射机和接收机单元很可能以软件方式实施，例如在数字信号处理器上实施，但也可以由设计工程师使用诸如 VHDL 之类的硬件描述语言来对所述单元规定，然后通过硬件描述语言编译器来确定明确的硬件实施方式。

图 4 的装置有效提供了一个并行 OFDM 发射机集合，其中每个发射机发送一个从编码器 404 生成的码字中导出的编码数据序列。一般来说，图 4 的编码器 404 和 IFFT 部件 406 接受一个可用于单个 OFDM 发射机的长为 l 的调制符号串，并且生成一组数量为 N_T 的 OFDM 符号，

其中 N_T 是发射天线数目，每个符号都具有相同的长度 l 。如稍后更多以数学方式表示的那样，对一组符号所进行的映射是通过将网格编码调制用于字符串组来执行的，其中所述字符串组是结合 IFFT 来进行处理的。在一个典型的方案中，沿着图 1 的线条提供了两个发射天线，并且使用了一个、两个、四个或八个接收天线，其中接收天线越多，得到的结果就越好。

图 4 的装置显示了一个结合了空频编码的 MIMO-OFDM 系统，但是稍后描述的本发明实施例也可以与空间-频率/时间编码的 MIMO-OFDM 结合使用。

在将 STTCM 应用于 OFDM 系统的时候，所述编码是经由频率与空间而不是时间与空间来进行的。在时域中，可用分集数量与多普勒效应有关。因此，对（本发明某些实施例所针对的）移动性低的高数据速率系统来说，信道在一个帧上几乎保持恒定。相反，无线电信道中的延迟扩展会在频域中产生不同。

设想一个使用了循环前缀（CP）的 OFDM 系统，其中所发送的第 i 个数据块 \bar{u}_i （它是一个具有 N_T 个 OFDM 符号的集合）是由 $\bar{u}_i = T_{CP} F^{-1} u_i$ 给出的，其中 F^{-1} 表示一个反向 FFT 运算， T_{CP} 则是一个配置为添加循环前缀的时域矩阵。数据矢量 u_i 的长度为 K 并且提供了图 4 的射频部件 408 的一个输入；CP 插入矩阵 T_{CP} 的大小为 $P \times K$ ，其中 $P = C + K$ 并且 C 表示循环前缀长度，此外，傅里叶变换矩阵 F 的大小为 $K \times K$ 。

图 4 的 OFDM 接收器接收当前发射的数据块 u_i 以及由信道脉冲响应（的剩余长度）产生的一小部分先前数据块。换句话说，多径延迟导致用于连续发送的数据块的接收信号产生重叠。事实上，信道具有某种记忆，因此每个接收天线接收的数据 x_i 取决于 \bar{u}_i 和 \bar{u}_{i-1} 。这个操作是由所谓的 Toeplitz 信道矩阵 H_0 和 H_1 来描述的，属于 u_i 的接收信号块则由以下等式 1 给出。

$$\bar{x}_i = H_0 \bar{u}_i + H_1 \bar{u}_{i-1} + \bar{n}_i \quad \text{等式 1}$$

以上这两个信道矩阵的大小都是 $P \times P$ 并且由以下参数给出：用于 H_0 第一列的 $(h_0 \dots h_{L-1} 0 \dots 0)^T$ 和用于 H_0 第一行的 $(h_0 0 \dots 0)$ ；以及用于 H_1 第一列

的 $(0 \dots 0)^T$ 和用于 H_1 第一行的 $(0 \dots h_{L-1} \dots h_1)$ ，其中 L 是分支中的信道的长度，每个分支则对应于一个符号周期。在等式 1 中， η_i 表示一个加性噪声矢量。为了提供保护周期，在这里还对循环前缀 C 的长度进行选择，以使 $C \geq L - 1$ 。接收机消除了受到 IBI（块间干扰）影响的 x_i 的第一个 C 输入项，但是并没有消除信息，因为循环前缀只包含了 OFDM 符号的一个扩展。所述消除是通过与一个定义为 $T_R = [0_{K \times C}, I_{K \times C}]$ 的矩阵 T_R 进行自左乘法来执行的，其中 I 是单位矩阵。因此，输入输出关系可以用以下等式 2 来表示。

$$x_i = FT_R H_0 T_{CP} F^{-1} u_i + F \eta_i \quad \text{等式 2}$$

为了创建一个循环卷积，在这里构造了一个 CP 插入矩阵 T_{CP} ，以使级联的 $T_R H_0 T_{CP}$ 是一个循环矩阵并且由此通过 F 来对其进行对角线化。这样一来， $FT_R H_0 T_{CP} F^{-1} = \Lambda = \text{diag}\{\lambda^{(1)}, \dots, \lambda^{(K)}\}$ ，并且因此

$$x = \Lambda u + F \eta \quad \text{等式 3}$$

其中由于减轻了 IBI，因此将会丢弃块索引 i 。

图 5 显示信息编码处理 500 的一个图示。其中，将要发送的数据比特 d 502 的输入流被输入到生成矩阵 G 所描述的编码器 504 中，所述生成矩阵转而向调制器 506 提供一个输出，调制器则通过执行调制映射函数 M 来输出编码符号 c ，以便由后续的射频级进行传输。

为了以数学形式描述这个处理，在这里使用了 S. Baro、G. Bauch 和 A. Hansmann 在 2000 年发表于 *IEEE Communications Letters* 第 4 卷第 1 号的“Improved codes for space-time trellis coded modulation”一文中采用的体系，所述体系在此特别引入以作为参考。这个体系使用了 STTCM 码以及编码处理的生成矩阵表示；在这里，这个表示扩展到 STC-OFDM 和 SFC-OFDM。此外，尽管 Baro 等人的论文明确涉及 PSK（相移键控）调制，但是这里给出的过程和本发明实施例的应用并不局限于这种调制形式。因此，子载波（或者非 OFDM 系统中的时间） k 上的频空码字 c 即为 c_k ，它是由以下等式 4 给出的：

$$c_k = M(d_k G \pmod{M}) \quad \text{等式 4}$$

在等式 4 中, $\mathbf{d}_k = (d_{mk+(m-1)} \dots d_{mk} \dots d_{mk-s})$, 其中 d 表示值为 0 或 1 的单个输入数据比特; 其中 $m = \log_2 M$, 并且其中 M 是诸如 M-PSK 之类的调制处理 M 的字母长度, 这样一来, m 个信息比特映射到一个调制 M 符号 (并且在其中发送); 并且其中 2^s 定义了编码器 (在将编码器视为移位寄存器的情况下则是存储元件) 的状态数目。在这里, mk 表示“ m 乘以 k ”并且 d_k 是一个影响频率 (或是非 OFDM 系统中的时间) 索引 k 上的编码符号并且长为 $m+s$ 的输入比特流。

所述码由一个具有 N_T 个列和 $m+s$ (由此一旦选择 M , 则行数确定不等于编码器的状态数目) 个行的生成矩阵 \mathbf{G} 定义, 其中 N_T 是发射天线数目, 每个输入则介于 0 和 $M-1$ 之间。调制映射函数 M 将环 $d_k \mathbf{G}$ 的整值元素映射成一个复数, 而在 MPSK 中则是将其映射成 M-PSK 星座图中的一个值; $M(x) = \exp(2\pi jx/M)$ 。

码字矢量 \mathbf{c}_k 长度与发射天线或 IFFT 部件的数目相等。举例来说, 对两个发射天线 (或 IFFT 块) 而言, 在 k 个矢量 \mathbf{c}_k 为两个发射天线创建两个完整 OFDM 符号的 OFDM 系统中, 以及在一个连续将码字发送了 1 到 k 次 (以下表示为 1:k) 的时域系统中, $\mathbf{c}_k = [c^1, c^2, \dots, c_k^1, c_k^2]^T$ 。

应该理解的是, 状态数目 2^s 越大, 那么影响 \mathbf{c}_k 的序列 \mathbf{d}_k 越长。在 k 从 1 递增到 $k+1$ 的时候, \mathbf{d}_k 沿着输入数据移动 m 比特, 从而使得 \mathbf{d}_k 个连续矢量重叠 s 个比特。因此, 重叠数量是由编码器的状态数目决定的。实际上, 在每个频率或时间索引 k 上, 编码器都处于有限数量的可能条件或状态之一, 因此编码器的条件或状态由输入数据序列决定。在 Proakis 的 “Digital Communications” (如上) 提供了关于二进制网格码的更多背景信息。

一般来说, 数量更大的编码器状态在码字 \mathbf{c}_k (对创建更多可能路径的网格而言) 之间提供更大的欧氏距离, 由此促进了准确译码, 但是其代价是增加了译码器的复杂性或是对于存储器的需要。事实上, 对编码器状态数目所做选择即为对被选调制 G 所进行的选择, 这个选择依赖于预定应用并且通常包含了性能相对于复杂性的权衡。举例来说, 如 Baro 等人 (同上) 的著作中所述, 对与非 OFDM 系统中的延迟分集相

对应的四态 4PSK (即 QPSK) 时空码而言, 用于两个发射天线的示范性的 G 为:

$$G = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

因此两个当前数据比特将会组合并且将会从其中一个天线发送一个 4PSK 符号, 此外, 这两个在先组合数据比特是作为来自其他天线的 4PSK 符号同时发送的。在 Naguib 等人的著作 (同上) 中给出了空时码的更多实例, 这些实例在此引入作为参考。

为了简化关于 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线的频率-空间编码的 FSC-OFDM 系统的描述, 在这里使用以下等式来定义一组数量为 K ($k=1$ 到 K) 的 $N_R \times N_T$ 空间矩阵 $H_{1:K}$:

$$H_k = \begin{bmatrix} \lambda_{1,1}^{(k)} & \lambda_{1,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{1,N_T}^{(k)} \\ \lambda_{2,1}^{(k)} & \lambda_{2,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{2,N_T}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{N_R,1}^{(k)} & \lambda_{N_R,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{N_R,N_T}^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{等式 5}$$

其中 $\lambda_{m,n}^{(k)}$ 表示第 k 个子载波 (对非 OFDM 系统来说则是第 k 个时刻) 上的第 n 个发射天线与第 m 个接收天线之间的信道频率响应, 并且 K 定义了一个帧, 例如如图 3d 所述的一个 (或多个) OFDM 符号或时域帧。在这里, 信道 c_k 包含了射频部件 408、414、IFFT 部件 406 和 FFT 部件 416 的响应, 并且可以将 H_k 称为 MIMO 矩阵信道的响应。从这个表示 $y_k = [x_1^k \cdots x_{N_R}^k]^T$ 可以显示, 第 k 个子载波上的接收信号具有如下形式:

$$y_k = H_k c_k + n_k \quad \text{等式 6}$$

作为卷积等式 (1) 建模的接收信号并不明显能以等式 (6) 的格式写入, 也就是作为码字的线性组合。接收信号的等式 6 表达式更易于管理, 在一个加性高斯白噪声 (AWGN) 的信道中, 通过将以下等式 (7) 给出的欧氏度量与维特比算法结合使用, 可以实现一个用于等式 6 的最大似然译码器:

$$C = \arg \min_{\tilde{c} = \tilde{c}_1 \dots \tilde{c}_k} \sum_{k=1}^K \|y_k - H_k \tilde{c}_k\|^2$$

等式 7

等式 (7) 的符号表示的是通过选择 \tilde{C} 而使码字 \tilde{c}_k (其中 \sim 表示译码序列) 在 k 上的总和与估计的接收信号之间具有最小欧氏距离 (“arg min”表示的是将自变量减至最小的选择) 的条件, 其中 \tilde{C} 包含了 $\tilde{c}_1 \dots \tilde{c}_k$ 。然而应该了解的是, 要根据等式 (7) 来构造一个译码器, 则需要一组可能的代码 c_k , 尤其需要一组信道估计 $\{\hat{H}_{1:k}\}$ 。依照现有技术的方法, 这些信道估计是使用已知的前同步码和/或导频序列来推导的, 集合 $\{\hat{H}_{1:k}\}$ 则是在检测之前确定的。

目前已知的是将高残存 (per-survival) 处理 (PSP) 盲网格搜索技术应用用于解决对未知或快速变化信道进行估计/均衡的问题 (例如参见 R. Raheli、Polydoros 和 C. Tzou 在 1995 年发表于 *IEEE Transactions on Communications* 第 43 卷第 234 号第 354 ~ 364 页的 “Per-survivor processing: A general approach to mlse in uncertain environments” 以及 S. Baro、G. Bauch 和 A. Hansmann 在 2000 年发表于 *IEEE Communications Letters* 第 4 卷第 1 号的 “Improved codes for space-time trellis coded modulation”)。这种 PSP 技术是以自适应维特比和基于斜率 (例如最小均方) 的检测算法为基础的, 并且是在盲的 MLSE (最大似然序列估计) 均衡中开发的。由于 PSP 并不适合 MIMO 系统, 因此本发明实施例使用的方法依赖于这种技术。特别地, 在实践中倘若存在多个发射天线, 那么, 来自多个发射天线的接收信号将是混合的, 因此存在一个与接收信号来源不定有关的问题, 由此 PSP 技术不能对等式 6 进行处理。在具有多个接收天线和单个接收天线的情况下, 可以使用来自各个接收天线的信号来估计一条信道, 但在具有多个发射天线的情况下, 如果没有可用信道估计, 那么 PSP 技术无法预测信号来源于哪个信源。实际上, 系统接收端的观察者观察到的是发射信号总和, 每个信号由到达接收端所经由的相应信道改变, 而 PSP 技术无法从这个组合中分离出单独的发射符号。一般来说, 用于信道均衡而不是译码的 PSP 处理是将信道建模成具有马尔可夫特性的卷积, 以便凭借先前通过所述信道

接收的符号来定义信道状态并且在一个网格上对其进行描述。字母大小为 M 的调制方案在网格上是作为从一个顶点到 M 个其他顶点中任何一个顶点的路径来表示的。网格状态的总数是 M^{L-1} ，其中 L 是用于信道卷积延迟元件的信道分支数目。这样一来，信道由具有 L 个复数的集合表示。我们将对那些以不同方式构造这个装置的网格进行描述。

一般来说，本发明旨在解决的问题是在只有一个初始估计或没有估计可用的情况下对 H_k 和 c_k 进行估计。如图 3b 中所述，一般来说，基于信道不会随机变化而是跟随一个路径，通过从一个已知或假设初始状态开始推断，可以实现这个处理。如参考图 3 所述，这个路径可以表示信道在时域中的演变，也可以表示频域中的演变，例如从 OFDM 前同步码或导频音调中推断一个频率上的信道估计，以便确定其他 OFDM 频率上的信道响应。在诸如 IEEE802.11a 之类的 OFDM 中，可以假设信道在时域中大致稳定，因为一个帧的长度通常是远远小于信道相干时间的。此外，从本发明的描述中还应该了解，在某些 OFDM 实施例中，可以使用导频音调而不是前同步码序列来为所述推断确定一个初始信道估计。

从上文可以看出，需要一种能够良好应对接收天线从多个发射天线接收信号的情况的算法。卡尔曼滤波器是这样一种技术，在原则上，它可用于联合估计发射码字和信道响应。然而卡尔曼滤波器不能应用于一个具有等式 6 的形式的等式。但是已经确认的是，等式 6 的形式可以改变，一般来说是借助于将 c_k 作为矩阵（下面的等式 17）并将 H_k 作为矢量（下面的等式 18）写入。

如技术人员所了解的那样，卡尔曼滤波器实际是一种算法，因此，稍后使用的术语“滤波器组”只是一个用于引用多个这种算法的便利的简写形式，它可以并行、串行或基于时间复用之类的其他模式而被操作。卡尔曼滤波器是通过操作输入数据来产生一个预测的。在这里存在两种类型的预测，一种是在测量之前进行的所谓的先验估计，另一种则是后验估计，所述估计包含了一个考虑到测量影响的先验估计的加权修改，因而是在观察了一个信号之后做出的。如下文更详细描述的那样，卡尔

曼滤波器是一个最佳贝叶斯递归估计器。一般来说，卡尔曼滤波器是结合一个在例如频率或时间上设计的概率密度函数来操作的。卡尔曼滤波器假设了一个只用两个变量就可完全表示的高斯分布，并且由此允许导出一组闭合（closed）等式，从而简化预测处理。在这里是参考卡尔曼滤波器的使用来对本发明进行具体描述的，但是也可以使用微粒（particle）滤波器之类的其他相关预测过程，一般来说，所述滤波器使用了关于概率密度函数的数字逐点描述，其中所述函数是用数字过程设计的。

一般来说，卡尔曼滤波器具有二个备选项，一个是测量前的预测级，另一个则是测量后的更新级。然而已经发现，通过在预测和更新步骤之间引入附加的判定步骤，可以避免处理复杂性的指数增长以及相位模糊。此外，发明人还认为通过集中在估计信道响应而不是估计码字，可以将卡尔曼滤波器技术应用于等式 6 表示的问题，这将是卡尔曼滤波器的一个常规应用。因此一般来说，以下将要描述的技术假设码字是已知的，以便估计一条信道，然后放宽这个约束条件，以便估计码字，由此有效使用联合的信道和码字估计。在简化条件中，码字 c_k 被用于确定 H_k ，然后则使用 H_k 来估计 c_k 。此外，由于存在多个与编码机的状态有关的假设，因此应该使用多个卡尔曼滤波器或是卡尔曼滤波器“组”。

在 Z. Liu, X. Ma 和 G. Giannakis 于 2002 年发表于 *IEEE Transactions on Communications* 第 50 卷第 2 号第 183~186 页的“Space-time coding and Kalman filtering for time selective fading channels”中描述了空时分组编码系统的卡尔曼滤波器追踪。此外如 J. Zhang 和 P. Djuric 于 2002 年发表于 *EURASIP Journal on Applied Signal Processing* 第 2002 卷第 3 号第 305~313 页的“Joint estimation and decoding of space-time trellis codes”所述，其中尝试对空时网格码进行联合估计和译码。但是除了顺序选择码矢量序列集合之外，Zhang 等人的方法无法解决其他问题，因为对每一个观测数据来说都存在多种可能的解决方案，由此将会导致相位模糊并且实际上阻止了对于信道和码字的完整估计。Zhang 等人的方法在计算上的成本也很高。此外，

Zhang 等人描述的方法仅仅对差分数据编码起作用，由于差错传播非常可能，因此可以预期，所述方法具有非常差的性能。

发明内容

本发明旨在解决联合码字和信道估计问题。本发明还具有那些常规信道估计技术不适当的情况下实施的应用，例如在一个信道比随后跟随周期性插入的导频或训练序列的信道更快变化的情况。

因此依照本发明，提供了一种对多个发射天线发射并由至少一个接收天线接收的信号进行译码的方法，所述发射信号包括一个具有元素 c_1 到 c_{NT} 的码字矢量 c ，其中 NT 是发射天线数目，元素 c_1 到 c_{NT} 表示从各个发射天线发送的相应符号，码字 c 则是由一个对输入数据符号进行操作并具有有限的多个状态的编码器生成的，所述编码器具有一组在状态之间的允许转移，编码器的转移则由输入数据符号序列确定，信道响应集合描述的是发射天线与至少一个接收天线之间的各个信道响应，在至少一个接收天线上接收的信号包括从各个发射天线发射的信号的一个组合，每个发射信号由信道响应集合中一个相应响应改变，所述方法包括：为信道响应集合确定一个初始估计并且选择编码器的一个假定初始状态；使用接收信号从初始估计和状态中进行外推，以便确定一个估计发射码字集合以及相关的信道响应集合，其中每个估计码字具有一个关联的估计信道响应集合；以及从估计发射码字集合中确定一个估计输入数据符号序列，以便对接收信号进行译码；其中所述外推包括多次迭代，每个迭代包括建立一个从编码器在所述迭代的每个可能状态到用于下一次迭代的编码器的每个允许新状态的允许转移集合；通过为各个允许转移估计一个信道响应集合，并且针对各个允许转移而对接收信号以及一个与估计信道响应集合所修改的转移相关联的码字进行比较，由此为编码器的每个允许新状态选择多个转移中的一个，其中所述编码器具有多个针对所述新状态的允许转移，所述估计信道响应集合与所述转移相关联；以及使用接收信号来对关联于选定转移的估计信道响应集合进行更新。

所述外推（在以上介绍中用 k 标引）可以在时间或频率中从一个初始估计开始执行，其中举例来说，所述估计可以根据一个训练序列而被确定，也可以是其他某些假定状态，例如值为 0 的初始估计。实际上，所述迭代沿着一个网格移动，其中举例来说，所述网格是预先确定的（例如在决定用于网格的数据结构时），以便建立允许转移集合，网格上的那些点有效定义了编码器状态，这些状态是借助于时间或频率来标引的。网格内部的路径与关于矩阵信道响应和导致产生一个码字的输入数据的假设相关联。网格中路径汇合的点与一个假设选择有关，所述假设涉及的是一种编码器（隐藏）状态。在路径汇合的地方将会做出一个判定，以便只保持一个假设，其中所述判定基于一个欧氏距离判据。优选地，在做出这种选择的时候，在关联于网格内部相关点的情况下保留了那些与所述选择有关的历史信息。在一个优选实施例中，这个历史信息包含了诸如欧氏距离量度这类用以做出判定的信息或是其他某些对判定所基于的信息进行编码的值。这样一来，关于后续路径选择的判定可以顾及先前路径元素的“适合度”。在网格末端，最终判定由此识别一条穿过所述网格的路径，并且由此识别一个完整的码字序列以及输入编码器的输入数据。借助这种方法，通过将诸如很大的历史值这类非预期历史值与预期状态之外的所有初始状态相关联，可以便利地进行初始状态的有效选择。

实际上，一个（卡尔曼滤波器）处理确定了与编码器状态的假设转移相关联的估计信道响应，由此使用源自接收信号的信息来更新估计信道响应集合。

因此另一方面，本发明提供了一种方法，所述方法通过联合估计网格码的码字以及发射天线与一个或多个接收天线之间的信道响应来确定状态序列以及相关的信道响应，从而对从多个发射天线发射到一个或多个接收天线的网格编码信号进行译码，所述方法包括：确定一个初始信道估计；使用多个卡尔曼滤波器或递归贝叶斯估计器来从初始信道估计中确定一个信道响应预测集合；使用所述信道响应预测来选择一个单独的假设，所述假设与网格路径元素相对应并且表示网格编码信号网

格中的一个可能状态序列以及一个码字和一个信道响应集合，其中多个假设可用于与汇聚网格路径元素相对应；响应于选择结果，更新信道响应预测；以及重复选择和更新步骤，以便扩展多个穿过所述网格的可能路径，其中每个路径表示的是一个状态、码字以及相关信道响应的序列。

更多地就数学方面而言，本发明提供了一种对从多个发射天线发射到至少一个接收天线的网格编码调制（TCM）码字序列进行估计的方法，其中每个码字 \mathbf{c}_k 包含了针对从每个发射天线所进行的发射的一个符号矢量并且具有一个索引 k ，而发射天线与一个或多个接收天线之间的估计信道响应则是如下描述的：

$$\mathbf{h}_k = \text{vec}\{\mathbf{H}_k^T\}$$

其中

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \lambda_{1,1}^{(k)} & \lambda_{1,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{1,N_T}^{(k)} \\ \lambda_{2,1}^{(k)} & \lambda_{2,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{2,N_T}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{N_R,1}^{(k)} & \lambda_{N_R,2}^{(k)} & \cdots & \lambda_{N_R,N_T}^{(k)} \end{bmatrix}$$

并且 $\lambda_{m,n}^{(k)}$ 表示第 n 个发射天线与第 m 个接收天线之间的估计信道频率响应，其中 N_R 和 N_T 分别表示的是接收天线与发射天线的数目，所述方法包括：确定一个初始估计值 \mathbf{h}_0 ；通过推算初始估计值 \mathbf{h}_0 来估计所述码字序列；其中所述推算包括：(i) 基于第 k 个迭代估计 $\mathbf{h}_k^{(i)}$ 来为第 $k+1$ 个推算迭代确定一个估计 $\mathbf{h}^{(i,j)}$ 集合，其中 i 和 j 标记的是用于在迭代 k 和 $k+1$ 上分别产生 TCM 码字序列的编码机的可能状态；(ii) 通过选择一个关于 \mathbf{C}_{k+1} 的值来为第 j 个可能状态各选择一个用于 \mathbf{C}_{k+1} 的值

$$\mathbf{C}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{k+1}^T & \mathbf{0}^T & \cdots & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_{k+1}^T & \cdots & \mathbf{0}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \cdots & \mathbf{c}_{k+1}^T \end{bmatrix}$$

其中为 \mathbf{C}_{k+1} 选择的值将接收信号矢量 $\mathbf{y}_k = [\mathbf{x}_1^{(k)} \cdots \mathbf{x}_i^{(k)} \cdots \mathbf{x}_{N_R}^{(k)}]^T$ 之间的距离判据之和减至最小， $\mathbf{x}_i^{(k)}$ 表示的是在第 i 个接收天线上接收并具有索引 k 的信号以及一个估计 $\mathbf{C}^{(i,j)} \mathbf{h}^{(i,j)}$ ，其中

$$C^{(i,j)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(i,j)T} & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{c}^{(i,j)T} & \dots & \mathbf{0}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{c}^{(i,j)T} \end{bmatrix}$$

并且 $\mathbf{c}^{(i,j)}$ 表示的是由编码器以及与各个状态 i 相关联的历史值 $\psi_k^{(i)}$ 从状态 i 到状态 j 的转移所生成的一个码字；(iii) 根据选择步骤 (ii) 的结果来为各个状态 j 确定一个更新的历史值集合 $\psi_{k+1}^{(j)}$ ；(iv) 使用为 C_{k+1} 选择的值来为 $\mathbf{h}_{k+1}^{(j)}$ 确定一个估计值；以及 (v) 使用 $\mathbf{h}^{(j)}$ 的第 $k+1$ 个迭代估计而不是第 k 个迭代估计来重复步骤 (i) 到 (iv)，以便为 C 确定一个值序列，由此确定码字 \mathbf{c} 序列。

本发明还提供了一种方法，所述方法通过联合估计网格码的码字以及发射天线与一个或多个接收天线之间的信道响应来确定状态序列以及相关的信道响应，从而对从多个发射天线发射到一个或多个接收天线的网格编码信号进行译码，所述方法包括：通过推算多个卡尔曼滤波器来联合估计码字和信道响应，从而构造一个网格，所述网格中包含了表示网格编码信号的可能状态序列的路径，所述路径与网格码的码字以及信道响应相关联，其中通过构造所述网格而使得只有一条路径进入网格的每个节点。

本发明还提供了一种包括这种网格的数据结构。优选地，所述网格的数据结构对发射机上编码机的状态之间的允许转移进行编码。优选地，所述数据结构包括一个历史值数据结构，以便将历史值数据与网格的每个节点相关联。

如上所述，在使用网格来对数据路径进行译码的时候，基于编码器从先前估计的一个或多个状态到新状态的允许转移，可以形成多个与编码器新状态有关的假设，由此可以在网格内部构造数据路径，每一个假设都包含了一个码字，所述码字表示的是允许转移以及相关的估计信道响应集合。在备选假设可用于一个新状态的时候将会使用一个基于接收数据的判定量度来选择其中一个假设。在给出了处于索引 k 的状态的情况下，用于信道估计矢量 \mathbf{h} 的值一般是为状态 $k+1$ 估计的，其中所述矢量描述的是一个矩阵信道响应，由此有效预测了一个条件概率密度函

数。这个处理是为编码器在索引 $k+1$ 上的每一个可能状态 j 执行的。然后使用索引 k 上接收的值矢量 y 确定每个状态 j 的码字 c 的值以及历史值 ψ 。然后则使用索引 $k+1$ 上的选定码字 c (用于每个 j) 以及在索引 $k+1$ 上接收的值矢量 y 来为各个状态 j 更新 h 在索引 $k+1$ 上的预测。实际上, 通过使用例如为卡尔曼滤波器假设的高斯条件概率密度函数, 可以结合变量来执行所述预测和更新, 其中变量规定了条件概率密度函数, 尤其为一个高斯型 PDF 预测和更新规定了均值(与 h 对应)以及高斯型 PDF 的协方差。应该记住的是, 网格一般提供了一种选择状态序列的方法, 因此在参考一个“当前”状态和一个“新”状态来定义一个终点之前, 所述状态涉及的是那些尚待选择的状态, 但是大致说来, 本发明的一个方面涉及一种通过在网格内部两条(或更多)路径汇合的各级做出判定来减少所考虑的网格内部的可能转移数目的方法。

在以另一种方式表述的情况下, 我们将会描述一种只用少量或一个导频音调(“半盲”)或者不用导频音调(“盲”)来对一个包含了必要信道状态信息估计的完整数据帧进行译码和估计的技术。对 OFDM 系统来说, 这种导频音调已经得到了引入, 以便修正残余相位估计误差(除了训练序列之外)。在一个盲方案中, 即便对于信道的局部了解也是不需要的。初始信道估计(或其他初始值)一般会传递到一组递归贝叶斯估计器(卡尔曼滤波器), 其中每一个估计器都与一个单独假设(或者等价关联于一个网格节点)以及一个 MIMO 信道实现(估计)的可能序列相关联, 其中所述假设表示的是空时码网格中的可能状态序列(由此唯一表示一个可能数据序列)。在每个时刻(或频率), 卡尔曼滤波器将为下一时刻(或频率)产生一组 MIMO 信道预测。这些预测在卡尔曼滤波器之间进行交换并被用于计算一个残存假设和更新信道预测。从概念性的结构来看, 卡尔曼滤波器组耦合到那些维特比类型的译码器, 所述译码器根据卡尔曼信道预测来产生假设判定, 作为回应, 卡尔曼滤波器使用这些假设判定来更新并追踪与 N 个假设相对应的 MIMO 信道, 其中 N 是卡尔曼滤波器的数目。

本发明还提供了接收信号译码器, 所述译码器被配置成根据上述

方法来进行操作。

另一方面，本发明提供了一种对从多个发射天线发射并由至少一个接收天线接收的信号进行译码的译码器，所述发射信号包括一个具有元素 c_1 到 c_{NT} 的码字矢量 c ，其中 NT 是发射天线数目，元素 c_1 到 c_{NT} 表示的是从各个发射天线发送的相应符号，码字 c 则是由一个对输入数据符号进行操作并具有有限多个状态的编码器生成的，所述编码器具有一个状态间允许转移的集合，所述编码器的转移由输入数据符号序列确定，信道响应集合则描述了发射天线与至少一个接收天线之间的每个信道的响应，在至少一个接收天线上接收的信号包含了从各个发射天线发射的信号的组合，每一个发射信号由信道响应集合中的一个相应响应改变；所述译码器包括：用于为信道响应集合确定一个初始估计并且选择编码器的一个假设初始状态的装置；通过使用接收信号从初始估计和状态中进行外推来确定一组估计发射码字以及相关信道响应集合的装置，其中每个估计码字都具有一个相关估计信道响应集合；以及通过从估计发射码字中确定一个估计输入数据符号序列来对接收信号进行译码的装置；其中用于外推的装置被配置成执行多次迭代，并且还包含了用于建立一个从编码器在所述迭代的每个可能状态到编码器在下一次迭代的每个允许新状态的允许转移集合的装置；用于通过为各个允许转移估计一个信道响应集合，并且针对各个允许转移而对接收信号以及一个与估计信道响应集合所修改的转移相关联的码字进行比较，由此为编码器的每个允许新状态选择多个转移之一的装置，其中所述编码器具有多个针对新状态的允许转移，所述估计信道响应集合与所述转移相关联；以及使用接收信号来对关联于选定转移的估计信道响应集合进行更新的装置。

优选地，所述译码器包括用于在每次迭代上将历史值分配到编码器的各种可能状态的装置，以便提供关于选定路径的“适合度”以及所保存的假设的一个量度，从而将其用于选择后续路径分段或假设。

上述方法和译码器可以结合单个接收天线使用，但也可以在不显著提高译码器复杂性或存储器需要的情况下与多个接收天线结合使用，

以便用于更大的分集。因此，除了恰当提供 MIMO 系统的改进性能之外，对通过不同信道而从不同发射天线接收的信号进行分离的基本原理还提供了单个接收天线所具有的某些优点。

本领域技术人员将会意识到，上述译码器、数据结构和方法可以作为载体介质上的处理器控制代码来实现，其中举例来说，所述载体介质可以是磁盘、CD-ROM 或 DVD-ROM、只读存储器（固件）之类的编程存储器或是光/电信号载体之类的数据载体。对众多应用而言，本发明的实施例是在 DSP（数字信号处理器）、ASIC（专用集成电路）或 FPGA（现场可编程门阵列）上实现的。因此，所述代码可以包括常规程序代码，也可以包括微码，还可以包括用于设置或控制 ASIC 或 FPGA 的代码。同样，所述代码可以包括诸如 Verilog（商标）或 VHDL（甚高速集成电路硬件描述语言）这类硬件描述语言的代码。本领域技术人员将会了解，所述代码可以分布在多个相互通信的耦合元件之间。

附图说明

现在将参考附图来对只作为实例的本发明的这些和其他方面进行描述，其中：

图 1 显示的是（a）一个 OFDM 信号和（b）一个常规的单输入单输出 OFDM 通信系统的实例；

图 2 显示的是（a）一个射频前端和（b）一个 OFDM 接收机的接收信号处理器；

图 3 显示的是（a）一个 MIMO 空时编码通信系统，（b）这个通信系统的一条信道的示范性响应的时间变化，（c）一个带有循环导频序列的常规数据帧，以及（d）一个用于本发明实施例的数据帧；

图 4 显示的是空频编码的 MIMO-OFDM 通信系统；

图 5 显示的是一个用于空间-时间/频率编码发射机的编码和调制系统；

图 6 显示的是一个用于对四态 BPSK 网格码进行译码的算法的网格表示；

图 7 显示的是用于在具有两个发射天线的空频编码系统中确定一个初始矩阵信道估计的正交 OFDM 训练序列的实例;

图 8 显示的是联合半盲检测和信道估计算法的流程图;

图 9 显示的是引入了一个被配置成根据本发明实施例来进行操作的译码器的接收机;

图 10 显示的是与通过训练得到的真实信道状态信息 (CSI) 和估计相比较的由一种依照本发明实施例的算法所确定的频域信道脉冲响应估计和追踪;

图 11 显示的是与经过训练的算法相比较的依照本发明实施例的盲和半盲估计算法的帧差错率性能;

图 12 显示了与经过训练的算法相比较的依照本发明实施例的盲和半盲估计算法的整体-平均均方信道估计的误差性能;

图 13 显示的是在将依照本发明实施例的盲和半盲估计算法与经过训练的算法相比较的情况下,与多普勒频率相对比的空时编码增强型数字 AMPS (IS-136) 的帧差错率性能;

图 14 显示的是在将依照本发明实施例的盲和半盲估计算法与经过训练的算法相比较的情况下,与 120Hz 多普勒频率上的信噪比相对比的空时编码增强型数字 AMPS (IS-136) 的帧差错率 (FER) 性能;

图 15 显示的是在使用依照本发明实施例的半盲估计算法的情况下,在 500Hz 的多普勒频率上与某帧上的级联 4-PSK 数据符号相对比的幅度追踪; 以及

图 16 显示的是在使用依照本发明实施例的半盲估计算法的情况下,在 500Hz 的多普勒频率上与某帧上的级联 4-PSK 数据符号相对比的相位追踪。

具体实施方式

回顾递归贝叶斯估计技术是非常有帮助的,其中使用了所述技术来为空频和空时网格编码系统中的递归信道估计开发算法。在这里将会显示,初始估计 \hat{H}_0 足以对 $\{\hat{H}_{LK}\}$ 进行估计并且对空频或空时编码的码字

进行译码。

在贝叶斯估计中，假设在进行实际测量之前，可以使用估计数据或参数的某些统计估计信息。所述信息是以一种联合先验概率密度函数的形式来表示的。在测量之前，甚至可以对先验密度的均值和模式做出判定。在递归估计中，假设所述估计问题将会演变（通常在时间上，但是这里它是时域或频域），并且顺序做出判定是合乎逻辑的。

如下面的等式 8 所示，随机变量 \mathbf{h}_k 是作为一个马尔可夫过程（也就是只依赖于单个先前观测而不是观测历史）来建模的，其中 k 是一个整数，标志 $f(\mathbf{a}|\mathbf{b})$ 指的是一个在给定了‘ \mathbf{b} ’的情况下的用于‘ \mathbf{a} ’的条件（概率密度）函数。稍后，矩阵信道估计将会由 \mathbf{h}_k 表示。所述 \mathbf{h}_k 可以称为（隐藏）状态，但是这类状态不应该与图 5 的编码器 504 的状态混淆。

$$f(\mathbf{h}_k | \mathbf{h}_{k-1}, \dots, \mathbf{h}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_k) = f(\mathbf{h}_k | \mathbf{h}_{k-1}) \quad \text{等式 8}$$

在一个贝叶斯结构中，还规定了一个初始分布 $f(\mathbf{h}_0)$ 。

在一个频率或时间索引 k 上，联合后验分布是由贝叶斯定理给出的：

$$f(\mathbf{h}_{0:k} | \mathbf{y}_{1:k}) = \frac{f(\mathbf{y}_{1:k} | \mathbf{h}_{0:k})f(\mathbf{h}_{0:k})}{\int f(\mathbf{y}_{1:k} | \mathbf{h}_{0:k})f(\mathbf{h}_{0:k})d\mathbf{h}_{0:k}} \quad \text{等式 9}$$

所述问题实际是发现了一个变换

$$f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{0:k+1}) = \Phi\{f(\mathbf{h}_{0:k} | \mathbf{y}_{0:k})\}。为了找到需要的变换 Φ ，在这里调用了$$

贝叶斯定理。

$$\begin{aligned} f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k+1}) &= f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{k+1}, \mathbf{y}_{1:k}) = \\ &= \frac{f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{h}_{0:k+1}, \mathbf{y}_{1:k})f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k})}{f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k})} \end{aligned} \quad \text{等式 10}$$

然而，所述观察数据是有条件地独立的：

$$f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{h}_{0:k+1}, \mathbf{y}_{1:k}) = f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{h}_{0:k+1})，这将导致产生如下的递归公式：$$

$$f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k+1}) = \frac{f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{h}_{0:k+1})f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k})}{f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k})} \quad \text{等式 11}$$

一旦量度 \mathbf{y}_{K+1} 可用，则上述步骤将会更新先验密度 $f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k})$ 。为了结束递归，必须规定先验密度。这个处理称为一个预测步骤：

$$f(\mathbf{h}_{0:k+1} | \mathbf{y}_{1:k}) = \int f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{h}_k)f(\mathbf{h}_k | \mathbf{y}_{0:k})d\mathbf{h}_k \quad \text{等式 12}$$

结合 (8) 的约束条件和独立并同等观测数据 (iid) 的附加约束, 关于当前状态的条件:

$f(y_k | \mathbf{h}_0, \dots, \mathbf{h}_k, y_1, \dots, y_{k-1}) = f(y_k | \mathbf{h}_k)$, 边缘分布 $f(\mathbf{h}_{k+1} | y_{1:k})$ 和 $f(\mathbf{h}_k | y_{1:k})$ 遵循相同的递归式。

等式 (11) 和 (12) 构成了贝叶斯递归估计的主要成分。然而易使人误解的是, 上述递归是直接执行的。但是其中涉及的积分一般是很难计算。一个例外情况则是在状态依照某些线性函数演变并且状态和观测数据都是高斯型的时候的情况, 这种情况是由卡尔曼滤波器算法做出的假设。

目前已知的是, 当状态转移及观测系统是线性的并且状态和观测噪声是高斯型的时候, 卡尔曼滤波器是一种最佳的贝叶斯递归估计器。所述卡尔曼滤波器从先前部分开始执行递归, 但是需要在下列等式 (13) 到 (16) 中阐述的某种问题形式。

为了应用一个卡尔曼滤波器, 估计状态 \mathbf{h}_k 应该依照以下等式来演变:

$$\mathbf{h}_{k+1} = \mathbf{A}_{k+1} \mathbf{h}_k + \mathbf{w}_{k+1} \quad \text{等式 13}$$

测得的信号由以下等式给出:

$$y_{k+1} = \mathbf{C}_{k+1} \mathbf{h}_{k+1} + v_{k+1} \quad \text{等式 14}$$

其中状态噪声 \mathbf{w}_k 和观测噪声 v_k 是依照以下等式分布的:

$$f_{\mathbf{w}_k} \sim N(0, \mathbf{Q}) \quad \text{等式 15}$$

$$f_{v_k} \sim N(0, \mathbf{R}) \quad \text{等式 16}$$

其中 $N(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{P})$ 定义了一个具有均值 $\boldsymbol{\mu}$ 和协方差 \mathbf{P} 的高斯函数。

等式 (13, 14, 15, 16) 意味着所述估计处理按照顺序来演变并且构成了所谓的高斯-马尔可夫随机过程。

目前已经发现, 通过定义下列等式 17 和 18 中阐述的新变量 \mathbf{C}_k 和 \mathbf{h}_k , 可以定义新的变量 \mathbf{C}_k 和 \mathbf{h}_k , 由此可以使用卡尔曼滤波器来解决等式 (6) 所表示的问题。实际上, 在这里是将码字 \mathbf{c}_k 重新定义为矩阵并且将矩阵信道响应重新定义为一个矢量。等式 (18) 的符号指的是获取矩阵 \mathbf{H}_k^T 的各个连续的行并且依次写入所述行, 以便将其作为一个矢量。

$$\mathbf{C}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_k^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{c}_k^T & \dots & \mathbf{0}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \dots & \mathbf{c}_k^T \end{bmatrix} \quad \text{等式 17}$$

$$\mathbf{h}_k = \text{vec}\{\mathbf{H}_k^T\} \quad \text{等式 18}$$

然后如下所述，通过执行交替进行的预测和更新步骤，可以应用所述卡尔曼滤波器。

预测：假如依赖于观测数据 $\mathbf{y}_{1:k}$ （其中 k 标引的是时间或频率）的随机变量 \mathbf{h}_k 是高斯类型的：

$$f(\mathbf{h}_k | \mathbf{y}_{1:k}) = N(\boldsymbol{\mu}_k, \mathbf{P}_k) \quad \text{等式 19}$$

从等式 (13) 可以导出： $f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{h}_k) = N(\mathbf{A}\mathbf{h}_k, \mathbf{Q})$ 。因而根据等式 (12)，预测边缘分布是由以下等式给出的：

$$f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k}) = \int N(\mathbf{A}\mathbf{h}_k, \mathbf{Q})N(\boldsymbol{\mu}_k, \mathbf{P}_k)d\mathbf{h}_k \quad \text{等式 20}$$

在执行了包括扩展二个高斯型密度在内的代数操作之后，通过结束所述平方和积分，所述预测分布将变成：

$$f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k}) = N(\mathbf{A}\boldsymbol{\mu}_k, \mathbf{Q} + \mathbf{A}\mathbf{P}_k\mathbf{A}^H) \quad \text{等式 21}$$

然后则给出以下定义： $\boldsymbol{\mu}_{k+1|k} = \mathbf{A}\boldsymbol{\mu}_k$ 以及 $\mathbf{P}_{k+1|k} = \mathbf{Q} + \mathbf{A}\mathbf{P}_k\mathbf{A}$ 。然后根据以下等式来定义预测密度：

$$f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k}) = N(\boldsymbol{\mu}_{k+1|k}, \mathbf{P}_{k+1|k}) \quad \text{等式 22}$$

更新：通过使用 (22) 和 (16)，可以规定 (11) 的更新公式：

$$f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k+1}) = \frac{N(\mathbf{C}_{k+1}\mathbf{h}_{k+1}, \mathbf{R})N(\boldsymbol{\mu}_{k+1|k}, \mathbf{P}_{k+1|k})}{f(\mathbf{y}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k})} \quad \text{等式 23}$$

在代数操作之后，后验边缘密度将会变成：

$$f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k+1}) = N(\boldsymbol{\mu}_{k+1}, \mathbf{P}_{k+1}) \quad \text{等式 24}$$

其中包括以下标志：

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{k+1} &= [\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{C}_{k+1}]\mathbf{P}_{k+1|k} \\ \boldsymbol{\mu}_{k+1} &= \boldsymbol{\mu}_{k+1|k} + \mathbf{K}_{k+1}[\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{C}_{k+1}\boldsymbol{\mu}_{k+1|k}] \\ \mathbf{K}_{k+1} &= \mathbf{P}_{k+1|k}\mathbf{C}_{k+1}^H[\mathbf{R} + \mathbf{C}_{k+1}\mathbf{P}_{k+1|k}\mathbf{C}_{k+1}^H]^{-1} \end{aligned} \quad \text{等式 25}$$

由于预测密度 $f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k})$ 和经过更新的后验密度 $f(\mathbf{h}_{k+1} | \mathbf{y}_{1:k+1})$ 都是高斯类型的，因此均值和协方差对其进行了完整的描述。

现在将参考具体实例并就一个网格来对联合估计发射码字以及矩阵信道响应的算法进行描述。

参考图 6, 其中显示了用于对四态 BPSK (二进制移相键控) 空频 (或空时) 码进行译码的译码算法的网格表示。在图 6 中, 表示时间或频率的索引 k 是从 $k=0$ 开始从左至右执行的, 在发射机上, 编码机的可能状态是作为纵轴上处于每个索引 k 的点来表示的。这些状态任意标记了 0、1、2、3, 其中状态 0 与图 5 的编码器 504 的初始状态相对应。处于索引 k 的可能状态是由 i 标记的, 而处于索引 $k+1$ 的可能状态则是由 j 标记的。 i 和 j 的标记是为了方便起见, 因此只需要确定对编码器 504 的状态所进行的标记。编码器状态之间的可能转移是由网格中的路径表示的, 其中所述可能转移即为允许转移。实际上, 这些允许转移约束了网格结构, 在确定一个用于表示网格的数据结构时, 所述允许转移可以包含在算法内部。举例来说, 程序员可能具有所用网格码的信息, 并且可以使用这种信息来为网格定义一个数据结构; 作为选择, 在这里也可以使用一个动态数据结构。与数量为 k 的连续值之间的网格中的各条路径相关联的是一个信道估计 H 以及码字估计 c , 但是为了方便起见, 在这里仅仅显示了信道估计。在图 6 使用的符号中, 上标 (i, j) 表示的是从第 i 个状态到第 j 个状态的转移, $\hat{H}_{k+1|k}$ 则表示的是在为 k 给出估计的情况下的用于 $k+1$ 的信道估计, $\hat{H}_{k+1|k+1}$ 则表示的是在给出了观测数据 $k+1$ 情况下的用于索引 $k+1$ 后验估计。

在图 6 中, 网格始于用 0 标记的初始编码器状态 600, 其中在索引 $k=0$ 上, 初始信道估计为 \hat{H}_0 。从这个初始状态开始到编码器状态 0 和 1 分别存在两个可能的转移, 这两个转移由相应路径 602 和 604 表示。事实上, 所述转移由编码器依照进入编码器的输入数据序列产生, 并且存在一个与各个转移有关的不同发射码字 c , 因此所述码字与进入编码机的不同的备选输入数据序列相关联。这样一来, 在图 6 中具有与路径 602 和 604 相关联的相应码字 $c^{(0,0)}$ 和 $c^{(1,1)}$ (并且由此存在来自等式 17 的 $C^{(0,0)}$ 和 $C^{(1,1)}$)。因此在索引 $k=1$ 上有两个可能的编码器状态 0 和 1, 并且从每一个状态开始都存在两种可能的转移, 这些转移是由路径 606、608、

610、612 表示的。在索引 $k=2$ ，编码机的所有四个状态都是可能的，并且在索引 $k=3$ 上可以看出，其中存在两条通向编码机四个可能状态中的每一个状态的可能路径。应该注意的是，编码机多达并且包括 $k=2$ 的各个可能状态只能经由一条单独的可能路径到达——举例来说，第三状态（状态 2）只能从状态 0 经由状态 1 到达。应该了解的是，随着 k 的递增，在索引 k 上，通向任何一个可能状态的可能路径数目将会呈指数增长。因此，在索引 k 上，倘若可以经由一条以上的路径到达一个状态，也就是从一个以上的先前状态到达一个状态，那么可以通过判定选择和保持一条通向所述状态的单独路径来减少路径数目。

因此举例来说，在 $k=3$ 时可以经由一条关联于第一联合码字及信道估计的路径 614 到达节点或顶点 618，也可经由关联于第二联合码字及信道估计的路径 616 到达所述节点或顶点。这两个路径各自表示了一个涉及码字和矩阵信道估计的单独假设，并且在 $k=3$ 上将会做出一个判定，以便只保持其中一个假设或路径，在这里描述的实例中，得到保持的是虚线路径 616。这条路径与（后验）信道估计 $\hat{H}^{(0,1)}$ 、 $\hat{H}^{(1,2)}$ 、 $\hat{H}^{(2,0)}$ 的序列（按照索引 k ）以及一个相应的码字估计序列（图 6 并未显示）相对应。而这个序列则与一个从初始状态 0 转移到状态 1、然后转移到状态 2 并且在 $k=3$ 时返回状态 0 的编码器转移序列相对应。可以看出的是，在这里不需要为这条路径上的前两个变换做出判定，因为在图 6 实例的情况下，在索引 $k=2$ ，只有一条路径到达状态 2。虚线路径 616 是根据一个对通向已知观测数据（也就是接收信号值）的路径闭合进行测量的量度而被选择的，在决定选择涉及这个这两个备选路径之一时，将会保留那些涉及这个量度的信息。因此在有必要从两个源自两个不同相应状态的路径之间做出后续判定的时候，可以对“历史值”加以考虑，以此作为一种用于估计到达这两个转换路径所源自的各个先前状态可能性的方法。这样一来，有可能拒绝一个精密拟合观测数据的路径（或等价转移），因为所述路径是从可能性相对较低的先前状态产生的，反之亦然。

概括地说，每个路径分段都与一个联合估计的码字和矩阵信道响应相关联，并且这些路径分段共同定义了一个路径网络，所述网络是通

过在两个路径汇合的地方只保留一个路径而被简化的（随着 k 增加，路径将会相遇或汇合）。与所保留路径分段的可能性相关的历史值是以关联于网格各个节点的方式而被保存的，这样一来，在从后续路径分段中进行选择的时候，可以对始于这个节点的可能性加以考虑。这个处理将会简化路径网络。完成的网格（可以在任何预期点终止）定义了一个可能路径的网络，由此定义了可能码字和信道估计的序列，然后则选择一个穿过所述网格的路径（例如根据处于状态中最后或末端 k 的历史值），以便选定一条穿过所述网格的路径，由此选择一个（可能性最大的）码字序列，最终确定被选（可能性最大的）码字序列所需要的估计输入数据序列。

在实际的实施方式中，尽管在每个索引都做出一个判定，例如在图 6 实例中上至 $k=2$ 的索引 k 上，但是这其中仅仅包括保留所有可能路径。实际上，这个处理可以通过预先确定一组初始状态的历史值来实现，由此只将初始估计的状态（图 6 中的状态 0）视为是可能的。在图 6 的实例中，结合一个欧氏距离量度，所述处理可以通过为状态 1、2 和 3 设定一个很大的历史值（或距离）并且为状态 0 设定一个很小的历史值来实现。

更多从数学方面来看，在使用等式 21 的情况下，初始估计 \hat{H}_0 与相应的协方差矩阵是一起传播到相邻时刻 k 的，对于 OFDM 来说，所述估计和协方差矩阵则是一起传播到一个相邻的频率音调 k 。先验信道估计（借助于等式 18 得到的 $\hat{H}_{k+1|k}$ 和 $\hat{h}_{k+1|k}$ ）仅仅是等式 21 中的预测密度（ $\mu_{k+1|k}$ ）的均值。

在这个方法中，如图 6 所示，假设网格始于一个初始状态 0，那么在这种情况下，所述网格将始终始于一个已知或规定状态，这一点是非常重要的。如先前所述，从这个初始状态开始有两个转移（转移到状态 0 或状态 1）以及两个相应码字 $c^{(0,0)}$ 和 $c^{(0,1)}$ （以及相应的 C ）。然后，通过使用信道估计等式组 25，可以更新信道的协方差矩阵和卡尔曼增益矩阵。由于 $C^{(i,j)}$ 通常是不同的，因此所述更新处理会为状态 0 和 1 产生不同的后验估计。实际上，在索引 $k+1$ 上将会实施 J 个卡尔曼滤波器的并

行组（或算法），其中每一个滤波器都与 J 个可能状态中的一个（或是等价的网格节点）相对应。

在做出判定的时候，网格中的状态转移将会汇合（在图 6 中， $k=3$ ），在这之前，上述过程将会持续进行并且将会保留所有假设。这两个汇合路径则与两个不同的假设相对应，其中每个假设带有一个相关码字集合 $\{c^{(i,j)}_{lk}\}$ 和一个信道估计集合 $\{H^{(i,j)}_{lk}\}$ 。假设卡尔曼滤波器以足够的精度来追踪信道，那么可以使用例如等式 7 中定义的欧氏距离判据来产生一个判定，从而只保留一个假设。例如在图 6 中，虚线路径 616（事实上还包括路径元素 610 和 604）以及与之一致的信道估计历史 $\{\hat{H}_{11}^{(0,1)}, \hat{H}_{22}^{(1,2)}, \hat{H}_{33}^{(2,0)}\}$ 将会得到保留。这个估计是这个集合中的最后一个估计，它将被用作源自这个状态的所有转移的先验估计。并且所述过程为所有状态和所有时刻 k 重复，而对 OFDM 来说，所述过程则是为频率音调 k 重复。

在例如通过迫使网格返回零状态而使所述网格终止的时候，最后一个判定即在零状态时采用的判定将会识别一个路径，其中假设所述路径是正确的。所识别的路径还识别了一个完整的空时或空频码字序列 $\{c^{(i,j)}_{lk}\}$ 以及信道估计 $\{H^{(i,j)}_{lk}\}$ ，但通常需要的仅仅是所述码字。

在所述算法的一个盲实施例中，初始训练和初始估计并未设定为零，也就是说 $\hat{H}_0 = 0$ 。然而结合半盲实施例将会得到更好的结果，其中执行了一个常规信道估计来确定初始估计 \hat{H}_0 （由此确定一个初始 \hat{h}_0 ）。这个初始估计可以从初始训练序列中获取，也可以从诸如图 3d 中导频 332 这样的导频音调中获取（简单导频音调而不是特别为信道估设计的训练序列就已足够），或者在一个 OFDM 系统中，可以在一个子载波上执行标准的信道估计。但不论哪种情况，由于用于 \hat{H}_0 的正交矩阵对避免模糊而言是较为优选的，因此优选采用的是一个正交训练序列。

图 7 显示了用于在具有两个发射天线的空频编码系统中确定初始矩阵信道估计 \hat{H}_0 的正交 OFDM 训练序列的一个实例。为了避免模糊，至少从每个天线发送了两个经过编码的 OFDM 符号 700、704 和 702、706（SFTC 码）。在每个 OFDM 符号中选择了相同的频率（导频）音

调(表示为 $k=0$) 701、705、703、707 来传送一个正交训练序列。然后, 针对这个序列的训练为 \hat{H}_0 产生一个初始估计。

图 8 显示了联合半盲检测和信道估计算法的流程图。在步骤 800, 通过确定 \hat{h}_0 、 A 、 Q 、 P_0 的值来初始化所述算法, 在这里, \hat{h}_0 是借助于等式 (18) 从初始信道估计 \hat{H}_0 中确定的, A 则确定了信道在时间方面的演变并且可以设定为等于单位矩阵 I , 这个设定相当于一个随机工作假设; Q 涉及的是信道估计处理的状态噪声分布并且可以在 I 的某些部分得到设定, 例如 $0.05I$ (确切的值并不重要); P_0 是 \hat{H}_0 的协方差的初始估计, 由于 P_0 是快速更新的, 因此这个值并没有很大的重要性。此外举例来说, 通过测量噪声电平, 还可以确定一个观测噪声的协方差, 也就是初始值 R 。

在经过初始化之后, 所述算法在从 1 到最大值 K (时间或频率) 的一系列索引值 k 上进行迭代, 其中每个索引值 k 都为 J 种可能编码状态确定并更新预测。这个处理称为递归 (在数学上), 它可以由一个递归计算机程序函数实现, 也可以不由所述程序函数实现。所述递归重复应用步骤 S804、S806 和 S808, 以便分别计算预测 (先验估计)、做出判定以及更新估计 (确定后验估计)。

在步骤 S804, 在为各个可能 (允许) 转移 i 到 j 给出了关于索引 k (由 i 标记状态) 的 (先前更新的) 估计的情况下, 将为索引 $k+1$ (状态 j) 确定一个先验信道估计 \hat{h} 。同样, 在给出 k 的情况下 (参见等式 21), 将会为 $k+1$ 确定用于状态 j 的先验协方差估计。然后在步骤 S806, 使用步骤 S806 中所示等式来选择一条通向各个状态 j 的单独路径, 由此在索引 $k+1$ (更准确地说是经由等式 17 的码字矩阵) 上将码字序列与每个状态 j 相关联。从步骤 S806 中可以看出, 这其中包含了基于 \hat{h} 的先验估计和用于第 i 和第 j 个状态转移 $\tilde{C}^{(i,j)}$ 的可能码字来确定接收信号值的观测数据 y_{k+1} 与一个估计之间的欧氏距离量度。

实际上, 所述 (编码) 码结构即等式 4 的矩阵 G 在译码器中可以作为可能状态 i 到 j 的转移的集合来实现, 以便在为步骤 S806 确定距离量度的过程中使用。

步骤 S806 还为每个状态 j 确定了一个历史值 Ψ_{k+1} ，所述历史值优选包括 $\arg \min$ 表达式的波形括号 $\{ \}$ 内部用于通向状态 j 的选定路径的值。因此，历史值 Ψ_{k+1} 包括选定转移产生的状态形式的历史值 $\Psi_k^{(i)}$ 以及(也就是加上)从观测数据 y_{k+1} 到选定附加路径元素的欧氏距离量度。

最终，在步骤 S808，所述过程为卡尔曼滤波器增益 K 、信道估计 \hat{h} 以及协方差 P 确定更新值(也就是后验估计)。在只有单独路径到达各个网格节点的时候，步骤 S808 的符号仅仅使用了一个单独的上标作为唯一一条单独路径，为了清楚起见，在这里省略了另一个下标 $k+1$ (严格地说，等式左边用于 K 、 \hat{h} 和 P 的下标应为“ $k+1|k+1$ ”)。

在执行了步骤 S808 的更新之后，所述过程将会返回步骤 S804，直到所述网格在 $k=K$ 终止。然后在步骤 S810 中将会选择具有最小 Ψ_k 的最终状态，然后通过网格来追溯相应的(单独)路径，以便从 $k=K$ 到 $k=1$ 中产生一个码字 $\{c_{k:1}\}$ 序列，并且如果需要的话，在这里还会产生一个信道估计序列。然后，从(估计)码字序列中直接将一个(估计)数据输入序列导出到发射机的编码器中(例如图 5 的设备 504)。

现在参考图 9，其中显示了一个接收机 900，该接收机包括一个译码器，该译码器被配置成根据本发明的一个实施例来进行操作，尤其是实现图 8 的算法。所述接收机包括一个或多个接收天线 902a、b(在这里描述的实施例中显示了其中两个天线)，每个天线与类似图 2a 的射频前端的相应射频前端 904a、b 相耦合，由此耦合到一个相应的模-数转换器 906a、b 以及数字信号处理器(DSP) 908。DSP 908 通常包括一个或多个处理器 908a 以及某些工作存储器 908b。DSP 908 具有一个数据输出端 910 以及一条地址、数据及控制总线 912，以便将 DSP 耦合到闪速 RAM 或 ROM 之类的永久程序存储器 914。永久程序存储器 914 保存代码并且可选地保存那些用于 DSP 908 的数据结构或数据结构定义。特别地，程序存储器 914 包括用于同步到数字化的 RF 输入信号的同步码 914a 以及用于实现图 8 算法的代码 914b、c、d。这个代码包含了初始信道估计代码 914c，用于通过有效构造网格来联合估计信道响应和码字的代码，以及用于识别一条穿过网格的路径并确定一个码字序列

以及由此确定用于数据输出端 910 的数据的代码 914d。如图 9 所示，永久程序存储器 914 中的代码可选地是在一个载体上提供的，例如光/电信号载体、软盘（可移除存储器）916。根据需要，DSP 908 的数据输出 910 提供到接收机 900（图 9 并未显示）的其他数据处理单元。通常，这些数据处理单元可以包括块差错译码器，例如里德-索罗蒙译码器以及用于实施更高层协议的基带数据处理器。现在将对执行本发明实施例的某些实例进行描述，首先参考的是一个空频编码系统，然后则参考一个空时编码系统。

这种技术有助于例如使用了 DSP 组的并行实施方式，比如将每一个 DSP 对应于一个卡尔曼滤波器。在实践中，DSP 908 可以包括多个并行 DSP，其中每一个 DSP 都对应于一个码状态，也就是说有 16 个 DSP 对应于 16 个状态码。

图 10、11 和 12 涉及一种仿真的 MIMO-OFDM 系统，它具有在 Baro 等人的论文（同上）中定义的 16 态 4PSK 空时码，其中特别在此引入所述空时以作为参考，在本实例中，这个码是作为空频码使用的。FFT 的大小是 64（与 IEEE802.11a 中一样）并且在这里使用了所有的可用子载波。此外在这里还存在一个（第一）经过训练的音调。而帧则是依照编码成一个空频码字的 126 个信息符号（2 个 OFDM 符号）来构造的。所述区间连同每个 OFDM 符号中的一个导频则是两个 OFDM 符号。

导频音调处于各个 OFDM 符号开端并且在这里为每个 OFDM 符号附加了一个具有 16 个符号的循环前缀。出于仿真目的，在这里使用了一个 $L=3$ 个分支的简单信道，其中将所有分支都假设为 i.i.d.（独立和同等分布）并且具有均值为 0 且方差为 $(2L)^{-1}$ 的复数循环高斯类型。频域中的信道是作为一个随机移动来建模的，也就是说 $A=I$ （单位矩阵）并且 $Q=0.05I$ 。所述系统具有两个发射天线和两个接收天线，在每个接收天线上都假设了大小为 15dB 的 SNR（信噪比）。

在图 10 到 12 中，将这里所述方法的性能与一个经过训练的版本的不同架构进行比较。在经过训练的版本中，训练序列是在传输空频码

之前发送的,所述训练包含了前同步码(1个 OFDM 符号)的顺序传输。

图 10 显示了与通过训练得到的真实信道状态信息(CSI)和估计相比较的由依照本发明实施例的算法确定的频域中的信道脉冲响应估计和追踪。图 11 显示了与经过训练的算法相比较的依照本发明实施例的盲和半盲估计算法的帧差错率性能。图 12 显示了与经过训练的算法相比较的依照本发明实施例的盲和半盲估计算法的整体-平均均方信道估计的差错性能。在这里,“半盲”是指将所述算法与初始信道估计一起使用,“盲”指的是所述算法在没有使用初始估计的情况下的上述变化。

从图 10 到 12 可以看出,所描述的算法紧密追踪信道实现,但是与预期的一样,和经过训练的技术相比,盲和半盲技术缺少一些分集增益。在帧差错率(FER) = 10%的参考点上,对半盲技术来说,间隙为 4dB,而对盲技术来说,间隙则是 10dB。

图 13 到 16 涉及的是示范性的空时编码系统,图 13 和 14 涉及空时编码增强型数字 AMPS,图 15 和 16 涉及一个具有两个发射天线和两个接收天线并使用了 16 态 4PSK 码的 MIMO 系统。

图 13 显示的是在将依照本发明实施例的盲和半盲估计算法与经过训练的算法相比较的情况下,与多普勒频率(载波 $f_c=850\text{MHz}$)相对比的空时编码增强型数字 AMPS (IS-136)的帧差错率(FER)性能。在这里,“经过训练”的技术使用了一种与在 A. Naguib 等人(同上)的论文中提出的算法相类似的算法。由于相位模糊导致所述方法不能运作,因此在图 13 中并未描述 J. Zhang 等人(同上)在其论文中所述方法的性能。

图 14 显示的是在将依照本发明实施例的盲和半盲估计算法与同样经过训练的算法相比较的情况下,与 120Hz 多普勒频率(载波 $f_c=850\text{MHz}$)上的 SNR(信噪比)相对比的时空编码增强型数字 AMPS (IS-136)的帧差错率(FER)性能。

应该理解的是,越小的 FER 意味着越好的性能,并且可以使用 1% 的 FER 作为一个参考点。从图 13 可以看出,只有当前描述的技术才能够容忍空时编码系统以 500 公里/时的速度行进时带来的多普勒频散。

经过训练的技术的性能可以通过插入更多导频来加以改进，但是这样会显著降低带宽效率。在处于很高速度的时候，所述技术可以在系统容量方面提供 100% 的改进。

图 15 和 16 显示了适于估计时变 MIMO 信道的算法的半盲实施例的追踪能力。特别地，图 15 显示了在 500Hz 的多普勒频率上相对串行 4PSK 数据符号而在一个帧上执行的幅度追踪，其中四个数字中的每一个数字都涉及一个将每个发射天线连接到每个接收天线的信道。图 16 显示了在相同条件下与串行的 4PSK 数据符号相对比的相位追踪，同样，四个数字中的每一个数字涉及一个将各个发射天线连接到各个接收天线的信道。可以看出的是，即使在 500Hz 的多普勒频散上，也能够紧密追踪振幅和相位，其中所述频散对应于大小为 635kph 的速度。

所述技术可以结合空频和空时编码系统使用。在空频系统中，用于音调的单独训练序列可能是冗余的；而在空时编码系统中，则可进行很高多普勒频散上的操作，而不需要在传输之前确定预期的多普勒频散。通常带宽效率将会得到提高。这里描述的技术可以用于只有单个初始信道估计可用的情况中，即所谓的半盲模式，或也可以在没有初始信道估计可用的情况下使用，即所谓的盲模式。而在这两种情况下都可以恢复整个信道估计并且对空频或空时网格码进行译码。一般来说，这里描述的方法的实施例允许在已知方法失败的情况下实施令人满意的系统操作。

上述算法的实施例可以在具有多个发射源的系统中使用，而不用考虑到传输介质本身。举例来说，所述算法的实施例可以在用于射频数据通信链路的接收机中使用，也可以在基于红外线的通信系统中使用，此外还可以在光纤通信系统这样的有线系统中使用。所述方法特别有益于射频通信的基站和移动站。尽管在这里依据的是 IEEE802.11，但是该算法也可以在其他数据通信链路中使用，例如所谓的 2.5G、3G 和 4G 移动通信网络，其中包括但不局限于 UMTS（通用移动通信系统）以及相关系统。

毫无疑问，技术人员可以想到其他多种有效的替换方案。应该理

解的是，本发明并不局限于所描述的实施例，并且本发明包含了权利要求实质和范围中对本领域技术人员而言是显而易见的那些修改。

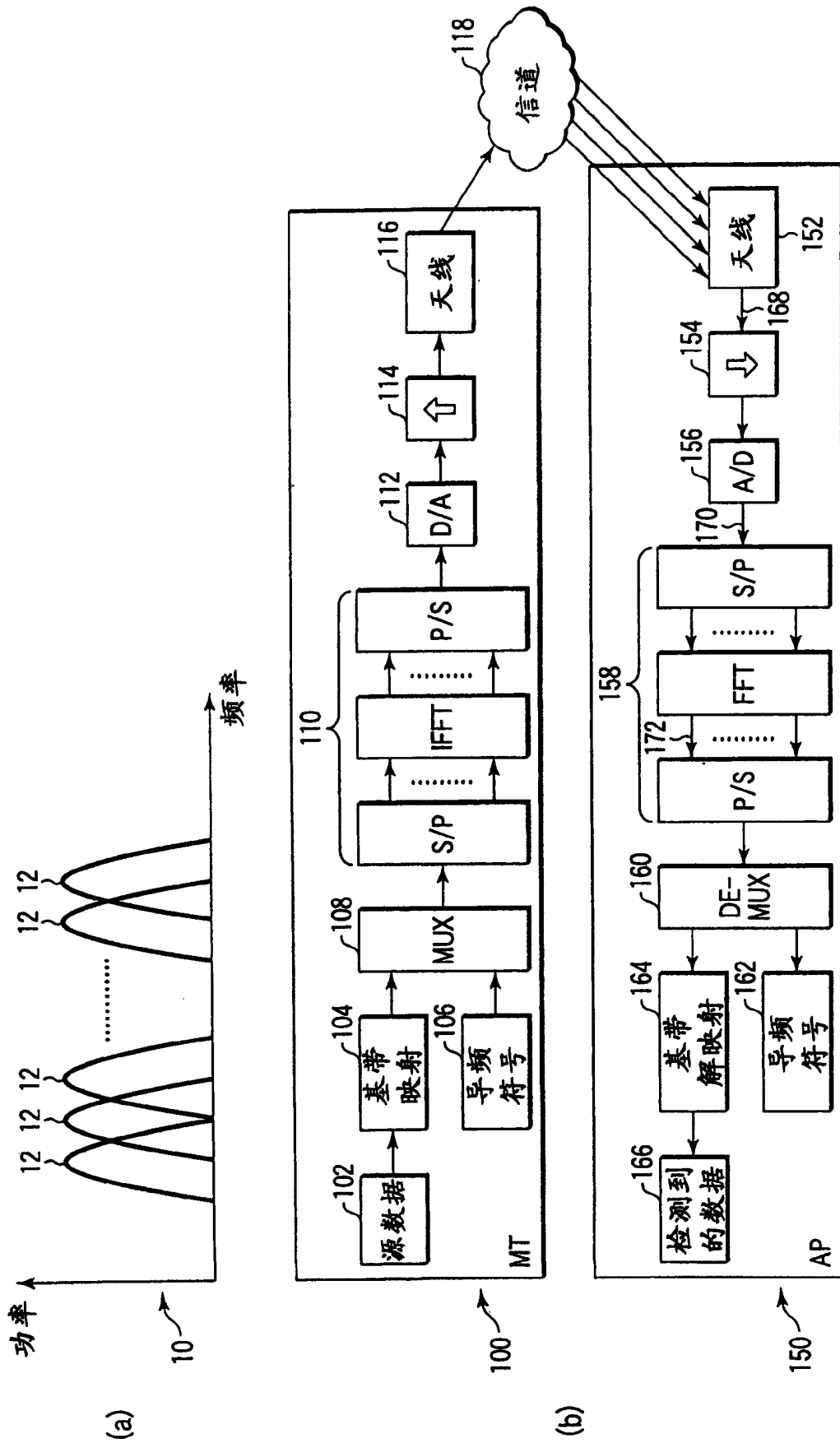


图 1

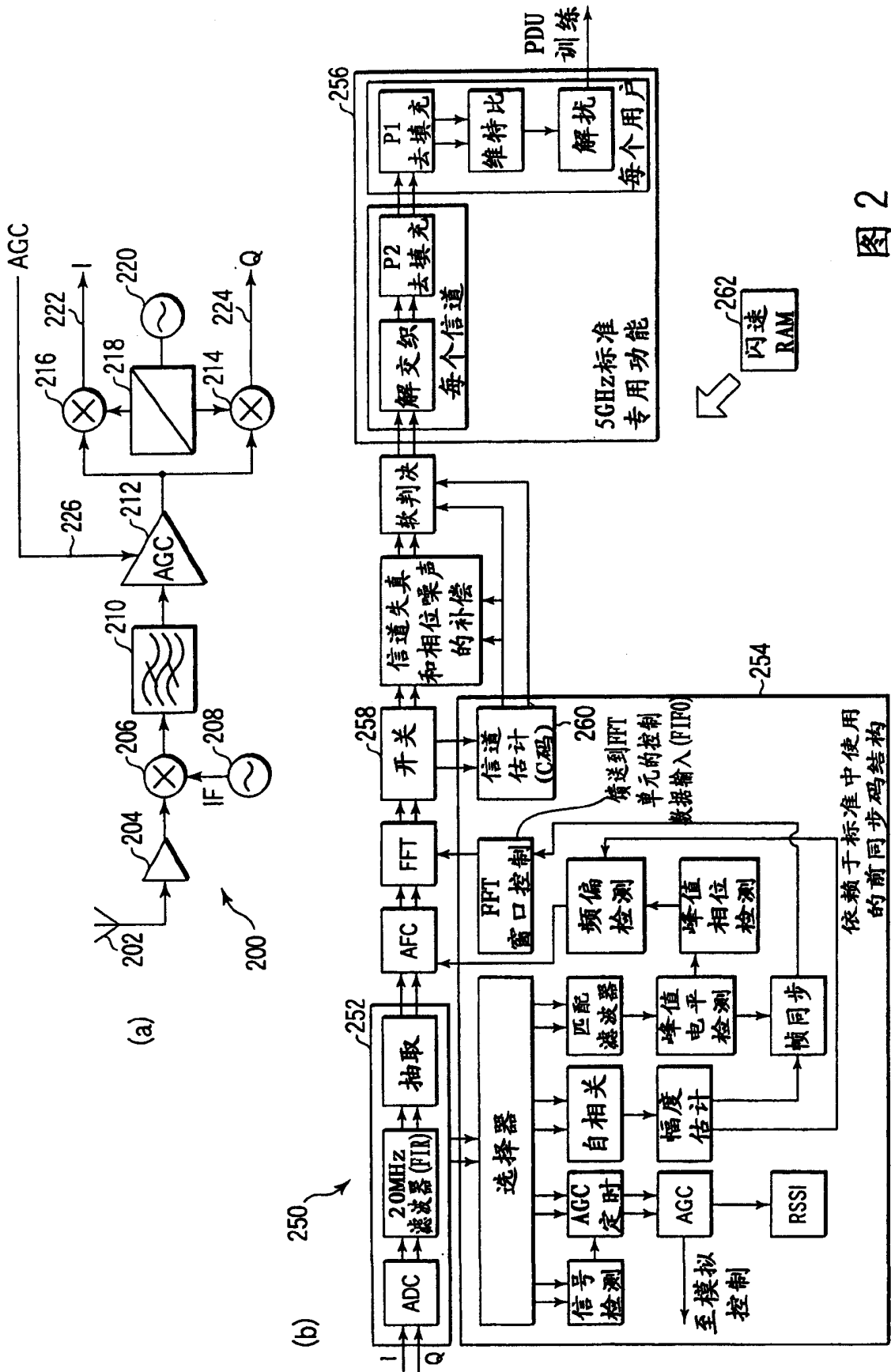


图 2

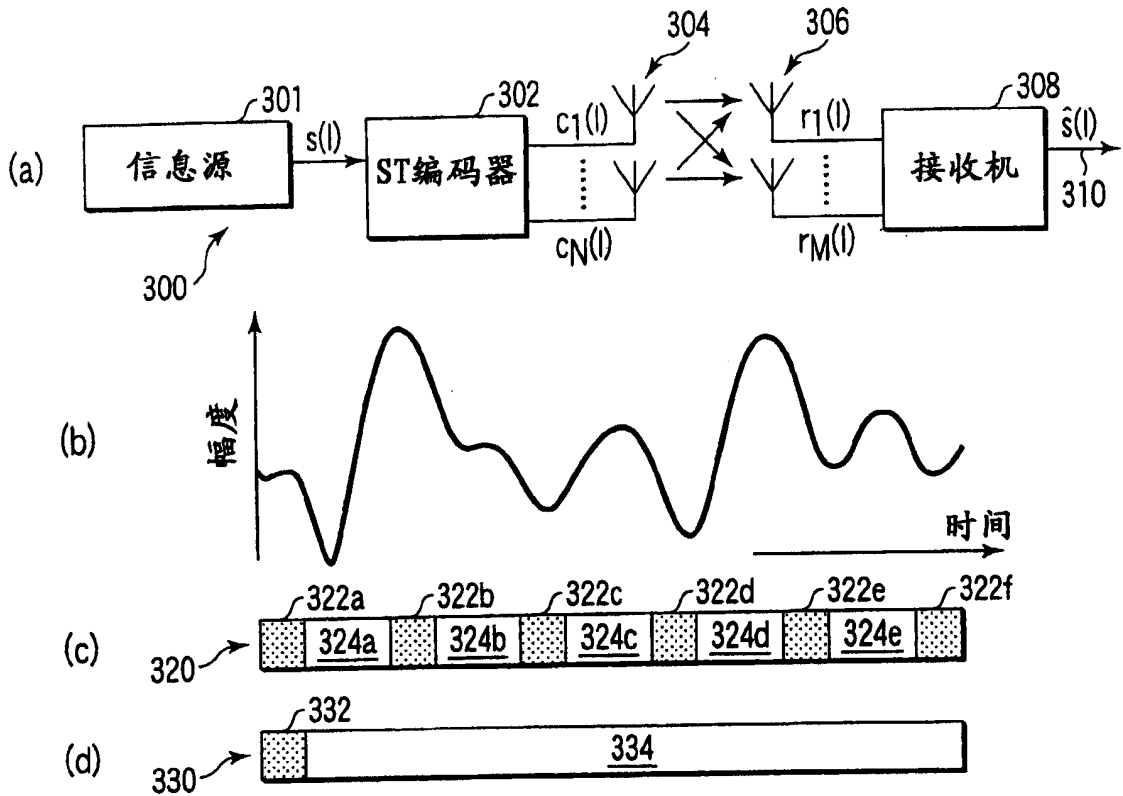


图 3

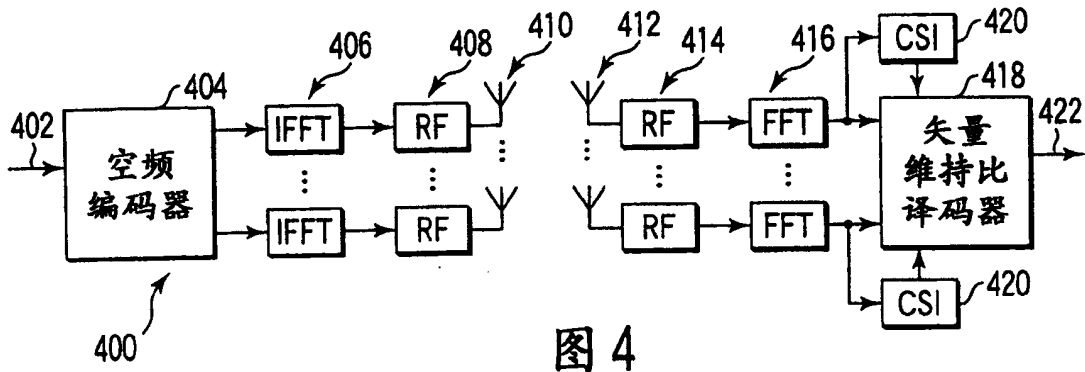


图 4

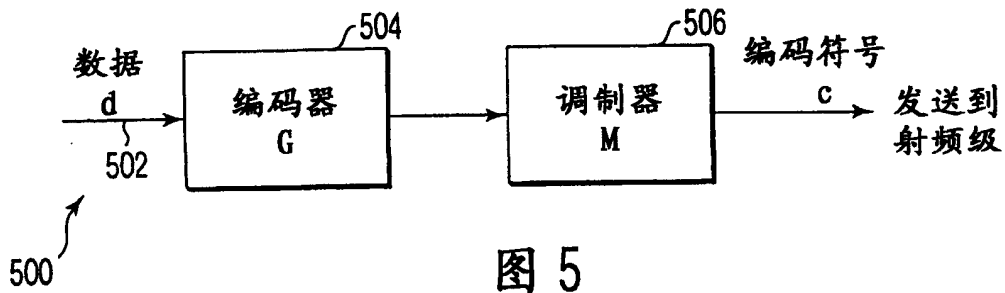


图 5

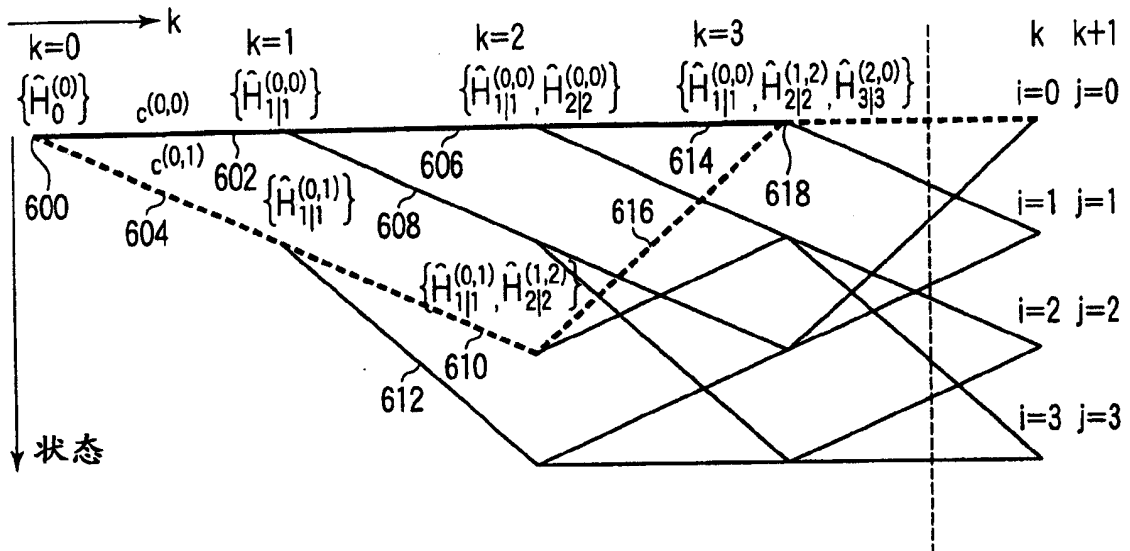


图 6

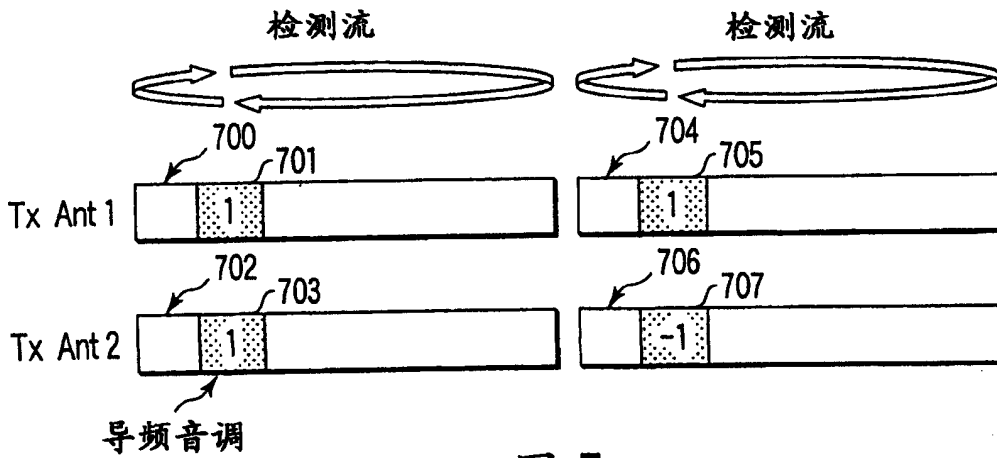


图 7

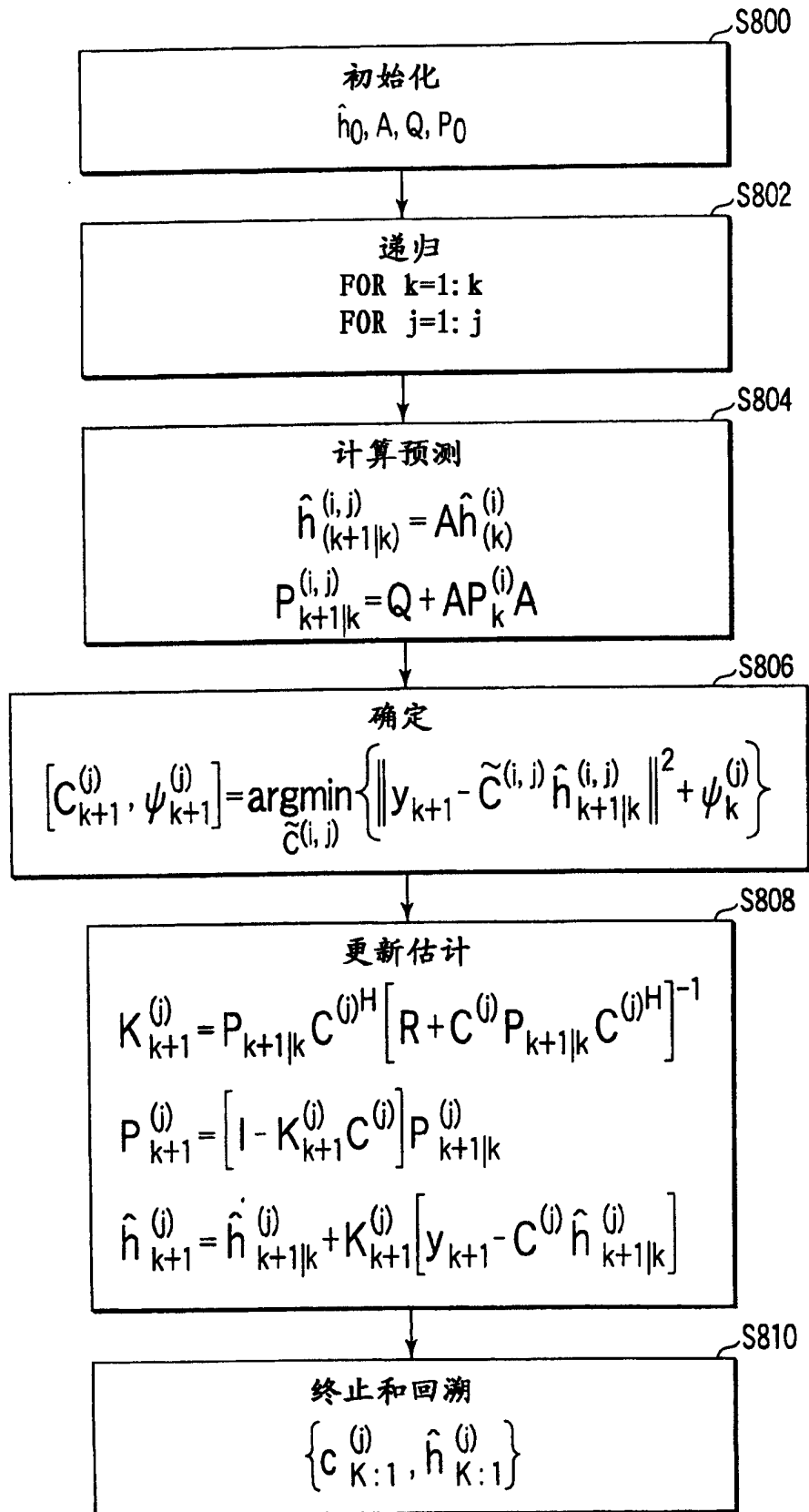


图 8

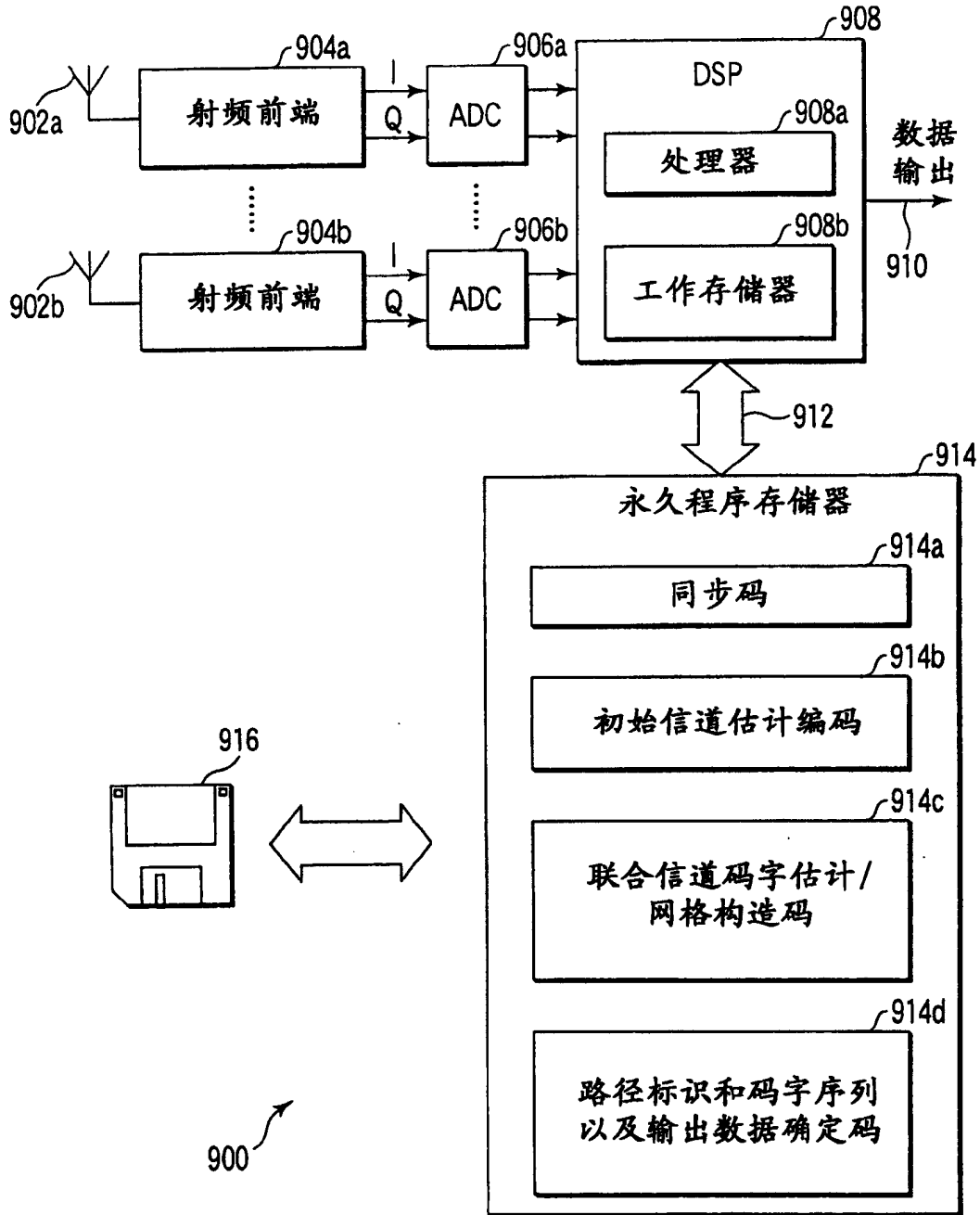


图 9

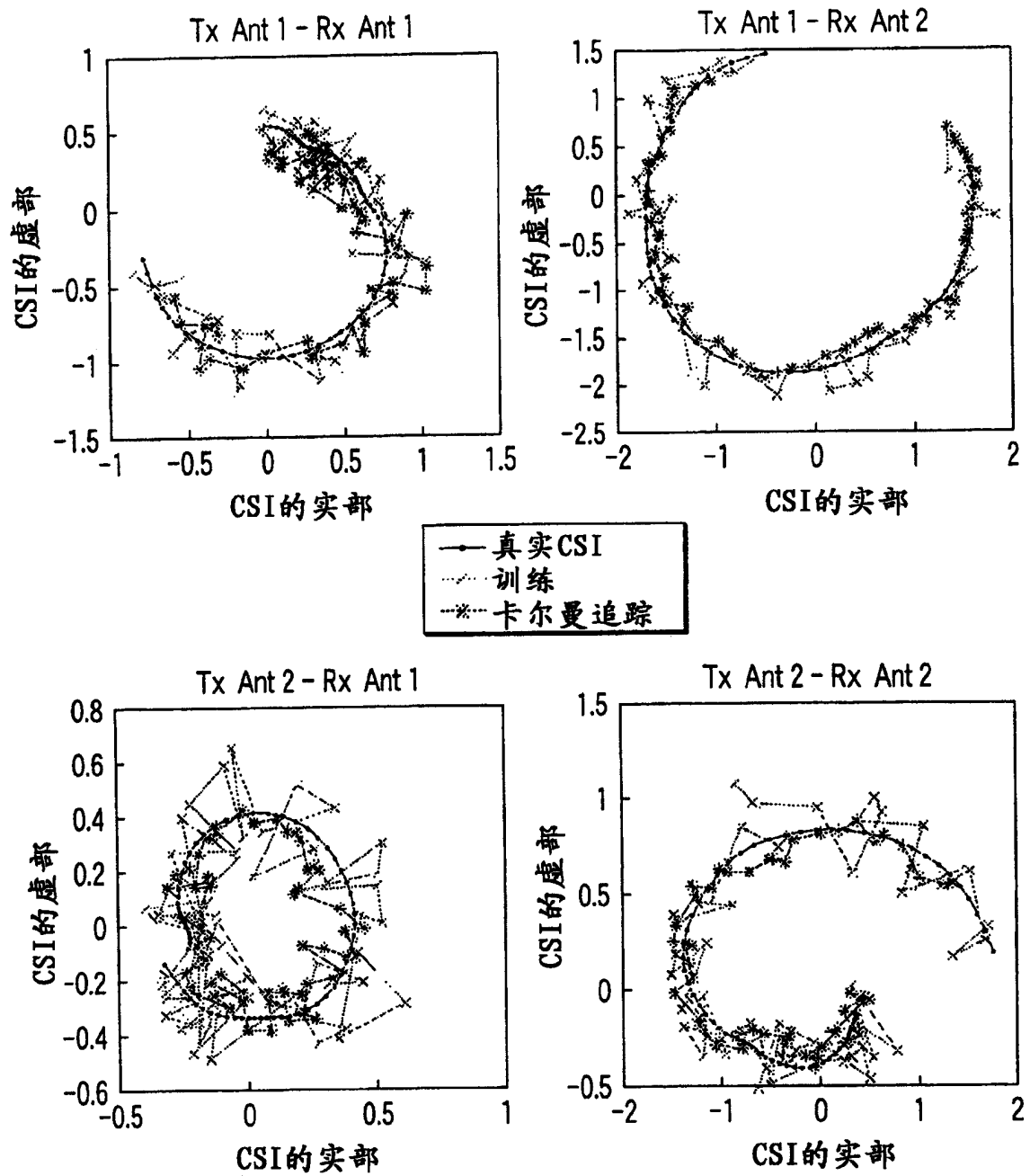


图 10

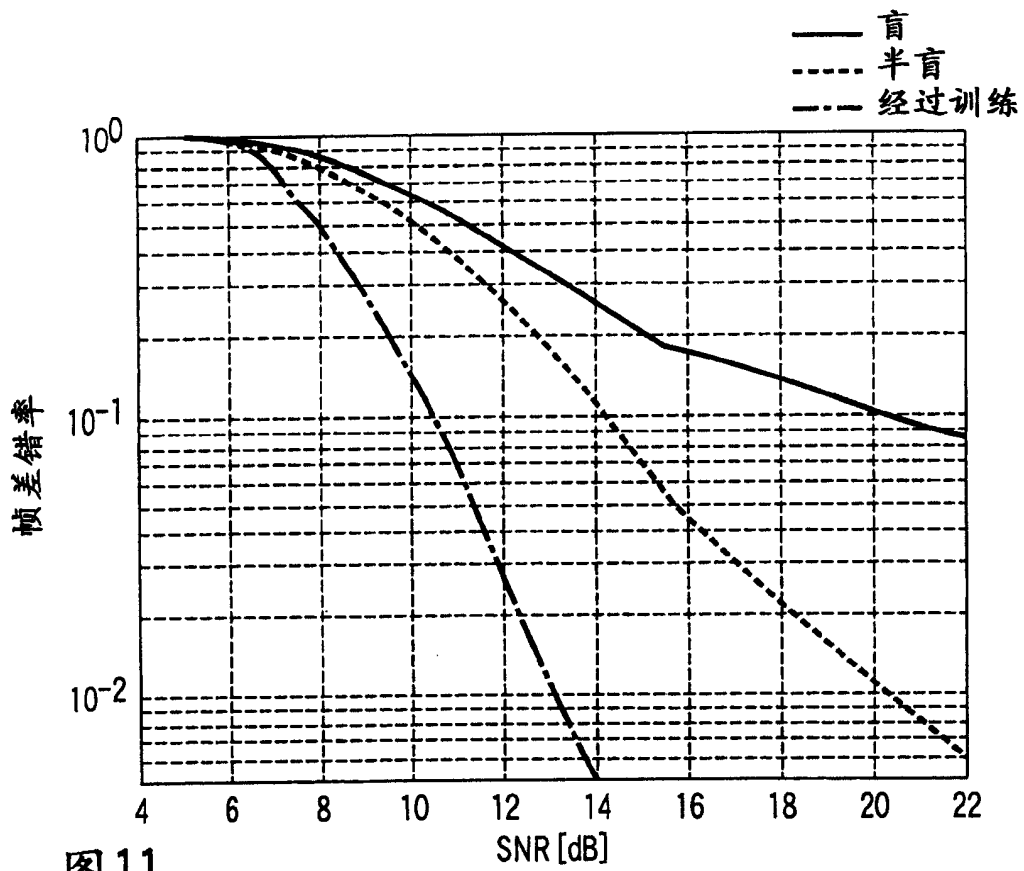


图 11

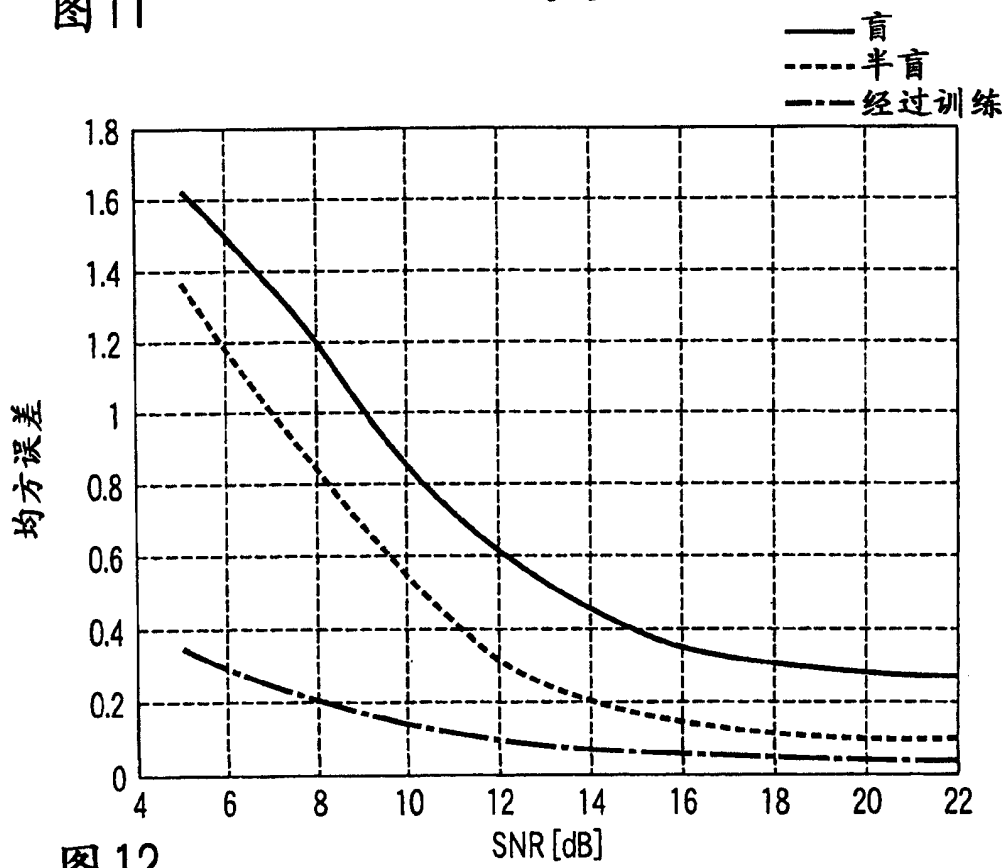


图 12

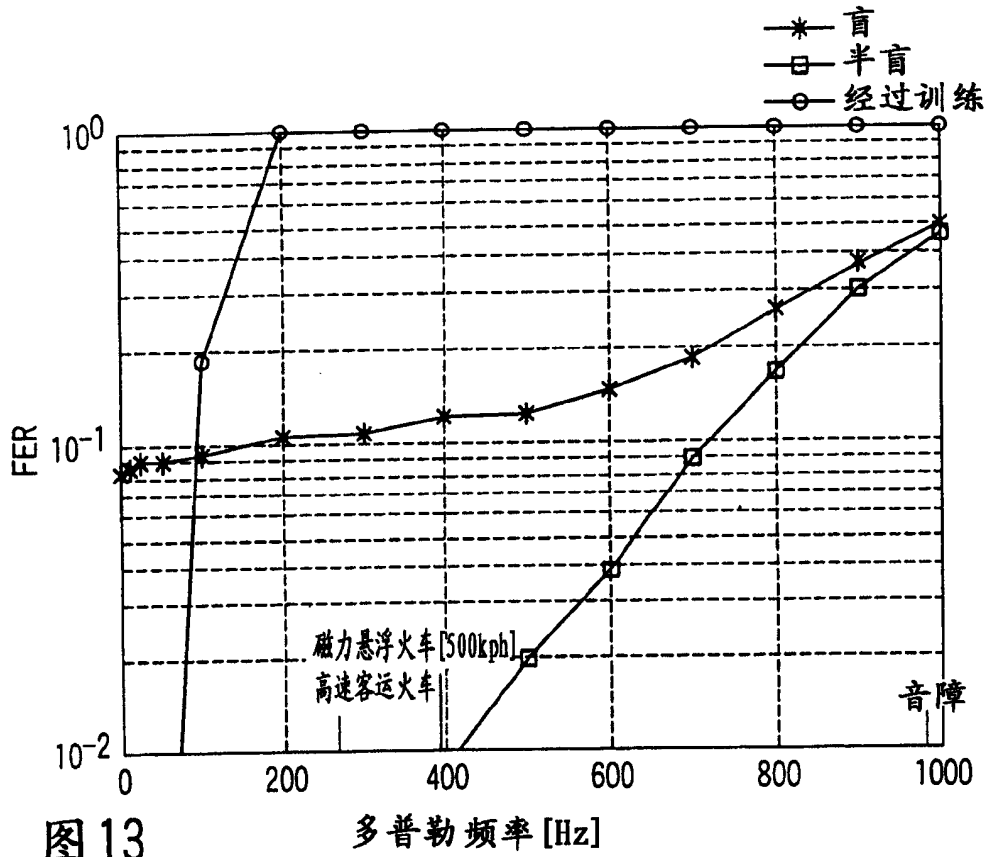


图 13

多普勒频率 [Hz]

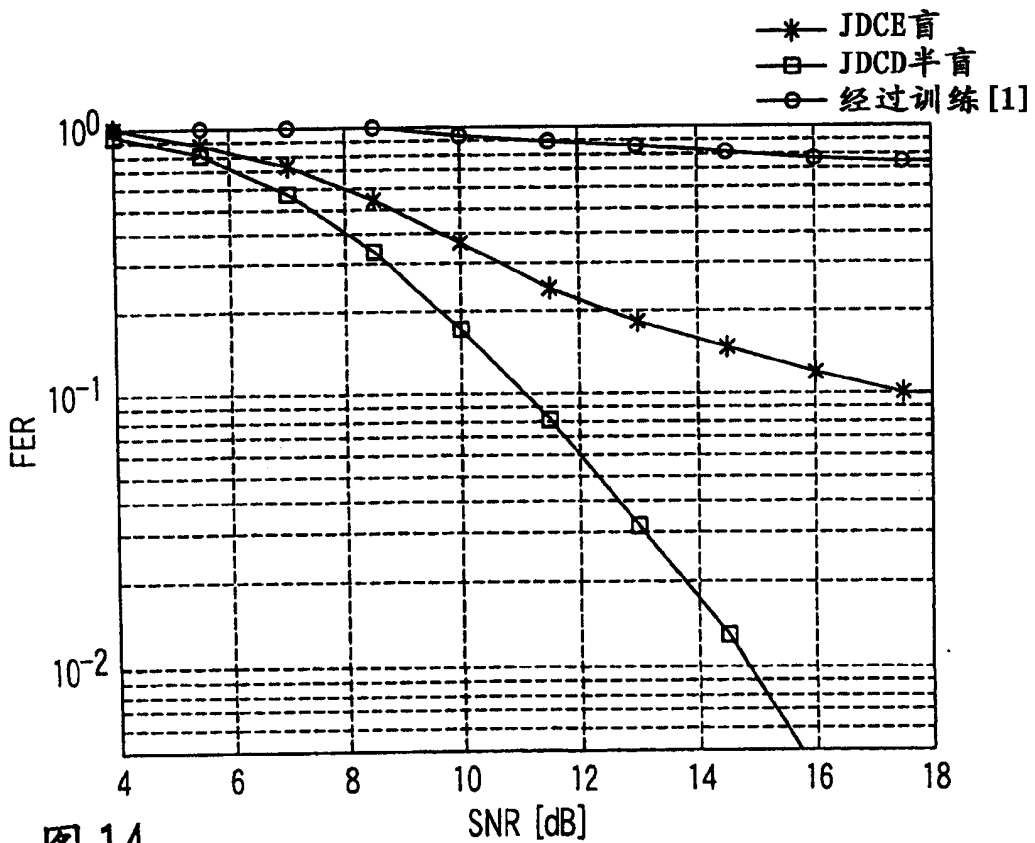


图 14

SNR [dB]

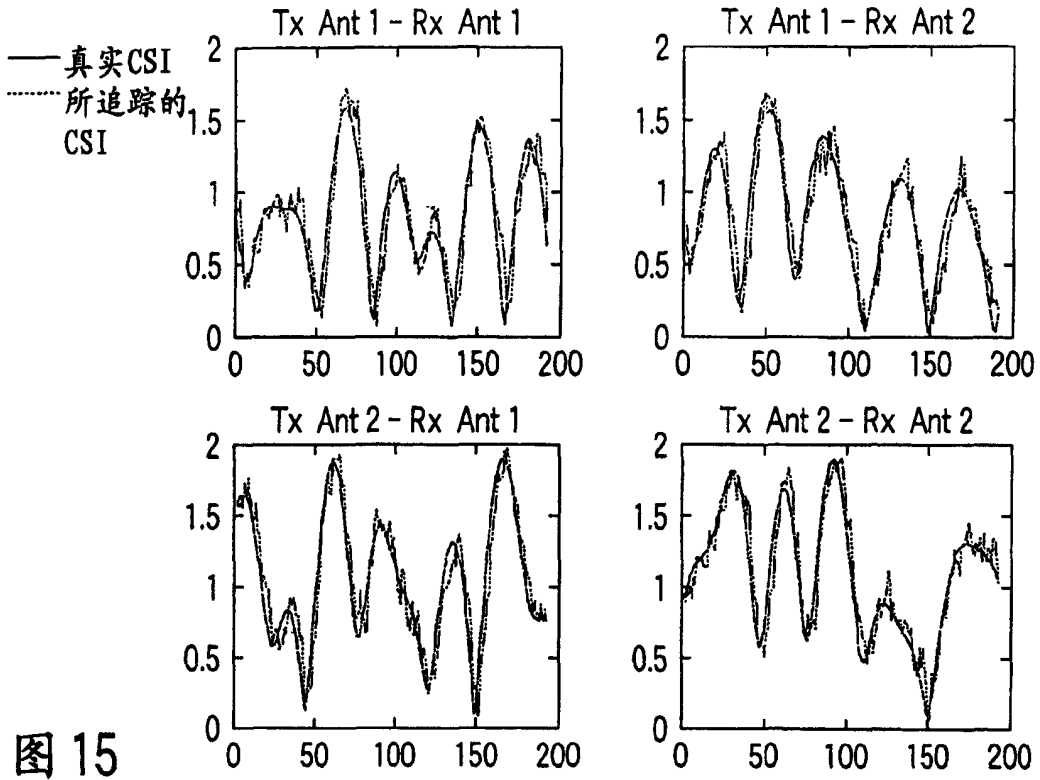


图 15

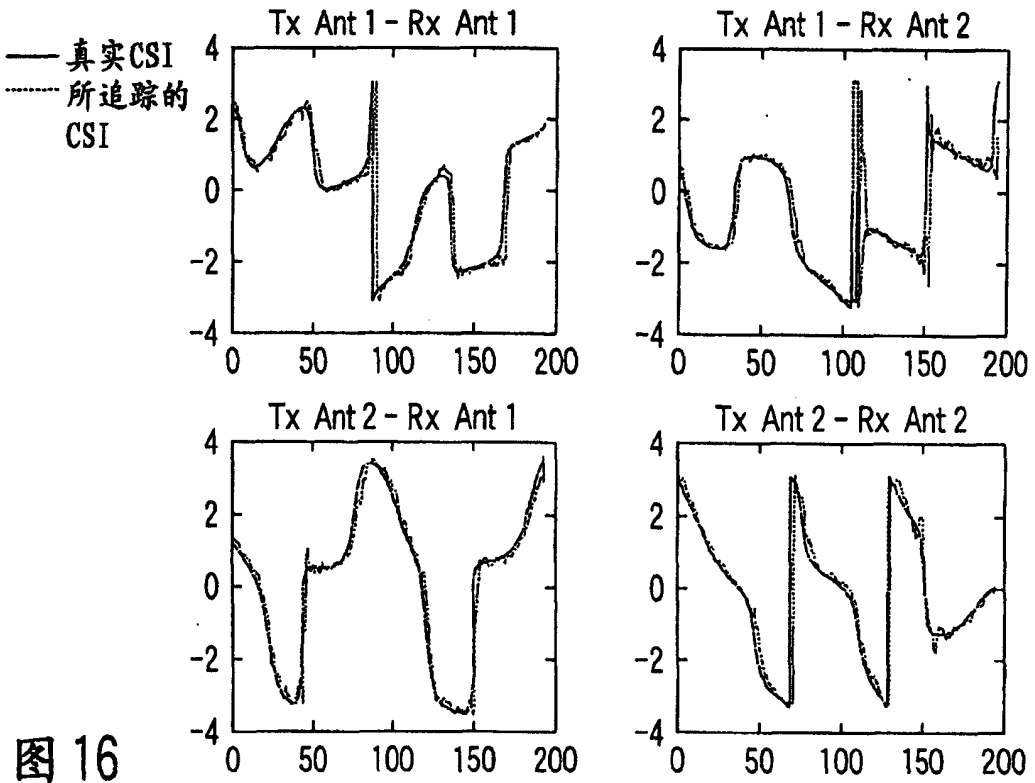


图 16