

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00815495.3

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1287542C

[22] 申请日 2000.9.7 [21] 申请号 00815495.3

[30] 优先权

[32] 1999. 9. 10 [33] US [31] 09/393,881

[86] 国际申请 PCT/US2000/024470 2000.9.7

[87] 国际公布 WO2001/019011 英 2001.3.15

[85] 进入国家阶段日期 2002.5.9

[71] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗来纳州

[72] 发明人 C·桑德普 R·D·科伊皮莱

审查员 李 卉

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 陈景峻 李亚非

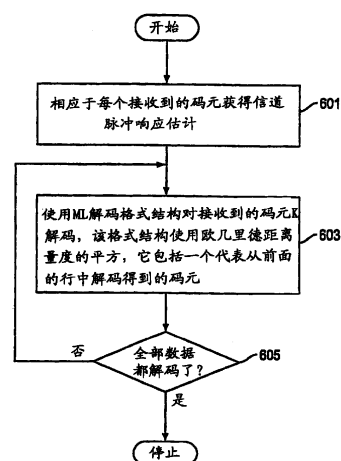
权利要求书 4 页 说明书 21 页 附图 8 页

[54] 发明名称

组合均衡和解码方法

[57] 摘要

组合均衡和对从信道接收到的在编码调制码元序列中的码字的解码以多种方式实现。在一个码间干扰(ISI)抵消方法中,相应于每一个编码调制码元序列的接收到的码元确定信道脉冲响应(CIR)估计。通过更新依赖于CIR估计和相应于先前结构阶段中一个状态的路径量度,将MLSE结构从一个阶段发展到另一个阶段。重复结构发展步骤,直到MLSE结构的所有阶段全部完成。然后,通过使用沿着在完成的MLSE结构中最佳路径回溯而使码字解码。



1. 一种执行组合均衡和对在模块编码调制 (BCM) 码元序列中
编码的码字解码的方法, 其中码元序列从信道上接收并且每一个码
5 字包括多个码元, 该方法包括:

相应于每个接收到的 BCM 码元序列的码元判断信道脉冲响应估
计;

相应于在预先格结构阶段中的状态, 通过更新依靠于信道脉冲
响应估计和码字的码元的路径量度, 推进最大似然序列估计格结构
10 从一个阶段到下一个阶段;

通过重复格结构推进步骤直到格结构的所有阶段都完成从而产
生一个完成的格结构; 以及

通过使用沿着完成的 MLSE 格结构的最佳路径的一个追溯解码包
括在 BCM 码元序列中的码字。

15 2. 如权利要求 1 中所述的方法, 其中路径量度包括至少一个项,
该项反映从一个或多个以前解码的码字的一个或多个码元中得到的
码间干扰。

3. 如权利要求 2 所述的方法, 其中路径量度按照一个等式确定,
其中该等式是与一个 BCM 码字相关的平方差的和, 每一个所述的差
20 值是当前接收到的采样与和项之间的差, 其中和项是候选 BCM 码字
的一个或多个码元和一个与至少一个以前解码的 BCM 码字的一个或
多个码元相关的项的和。

4. 如权利要求 3 中所述的方法, 其特征在于 BCM 码元序列由具
有 N_{block} 列和一定数量行的数字复用器确定, 其中对于与数字复用器
25 的 k^{th} 行相关的 j^{th} BCM 码字的路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$ 由下式确定:

$$\Gamma_k^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k) s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k) s(n_i+k-1) \right|^2$$

其中 n_i 是接收到与数字复用器的列 i 相关的第一个 BCM 码字的
码元的时间, $r(n_i+k)$ 是相应于在时间 n_i+k 处的 BCM 码字的码元接收
到的信号采样, N_{block} 是一个 BCM 码字的模块长度, $s^j(n_i+k)$ 是相应

于用于 BCM 码字的 j^{th} 候选项的码元, 并且 $\hat{s}(n_i+k-1)$ 是在先前步骤中解码的 BCM 码字 $(k-1)$ 的码元, 并且 $c_1(n_i+k)$ 和 $c_2(n_i+k)$ 是在时间 n_i+k 处的第一和第二信道脉冲响应估计系数。

5 5. 按照权利要求 2 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤以正向执行, 并且特征还在于包括反向推进最大似然序列估计格结构的步骤。

6. 按照权利要求 2 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤也可以逆向执行。

7. 按照权利要求 2 中所述的方法, 进一步包括:

10 保持一系列 N_s 最佳先前解码的 BCM 码字, 其中解码步骤对于每个 N_s 最佳 BCM 码字执行。

8. 按照权利要求 2 中所述的方法, 其特征在于路径量度按照一个函数确定, 该函数包括相应于在分数码元空间接收到的信号采样的一个项, 还包括在分数码元采样位置与信道脉冲响应系数成比例的一个或多个项。

9. 按照权利要求 2 中所述的方法, 其特征在于从信道接收到的模块编码调制码元序列包括有意引入的码间干扰。

10. 按照权利要求 1 所述的方法, 其特征在于 BCM 码元序列由具有 N_{block} 列和一定数量行的数字复用器确定, 其中, 用于在最大似然序列估计格结构中从格结构阶段 $(k-1)$ 的状态 ℓ 转变到格结构阶段 k 的状态 j 的路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$, 由下式确定:

$$\Gamma_k^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1}^{(\ell)} + \sum_{l=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k) s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k) s^{(\ell)}(n_i+k-1) \right|^2 \right]$$

25 其中 ℓ 是一个变量, 它承担覆盖在格结构阶段 $(k-1)$ 所有可能状态的值, n_i 是接收到与数字复用器的列 i 相关的第一个 BCM 码字的码元的时间, $r(n_i+k)$ 是相应于 BCM 码字接收到的码元, N_{block} 是一个 BCM 码字的模块长度, $s^{(j)}(n_i+k)$ 是用于当前被解码的候选 BCM 码字的码元, $s^{(\ell)}(n_i+k-1)$ 是相应于在先前 MLSE 格结构阶段的状态 ℓ 的 BCM 码字的码元, 并且 $c_1(n_i+k)$ 和 $c_2(n_i+k)$ 是在时间 n_i+k 处的第

一和第二信道脉冲响应估计系数。

11. 按照权利要求 1 中所述的方法, 其特征在于路径量度按照一个函数来确定, 该函数包括相应于在分数码元空间接收到的信号采样的一个项和在分数码元采样位置的信道脉冲响应系数成比例的一个或多个项。

12. 按照权利要求 1 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤以正向执行, 并且进一步包括以反向推进最大似然序列估计格结构的步骤。

13. 按照权利要求 1 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤也可以逆向执行。

14. 按照权利要求 1 中所述的方法, 其特征在于从信道接收的模块编码调制码元序列包括有意引入的码间干扰。

15. 按照权利要求 1 中所述的方法, 其特征在于路径量度包括至少一个项, 该项代表从先前解码的码字的码元中得到的码间干扰。

16. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于路径量度按照迭代等式而确定, 该等式计算越过接收到的 BCM 信号的一个码字接收到的码元和一个项之间的欧几里德距离的平方, 该项表示相应于 MLSE 格结构的阶段 k 处的状态 BCM 码字的码元和相应于在格结构阶段 (k-1) 处的状态的一个或者多个 BCM 码字的和。

17. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于路径量度 $\Gamma_k^{(\ell)}$ 可以按照下式确定:

$$\Gamma_k^{(\ell)} = \min_{\ell} \left[\Gamma_{k-1}^{(\ell)} + \sum_{i=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(\ell)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(\ell)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)s^{(\ell)}(n_i+k-2) \right|^2 \right]$$

其中 ℓ 是一个变量, 它承担覆盖在格结构阶段 (k-1) 所有可能状态的值, $r(n_i+k)$ 是越过接收到的 BCM 信号的一个码字的接收到的码元, N_{block} 是一个 BCM 码字的模块长度, $s^{(j)}(n_i+k)$ 是相应于 MLSE 格结构阶段 k 状态 j 的 BCM 码字的码元, $s^{(\ell)}(n_i+k-1)$ 是相应于 MLSE

格结构阶段 $(k-1)$ 的状态 ℓ 的 BCM 码字的码元, $\hat{s}^{(\ell)}(n_i+k-2)$ 是用于 BCM 码字 $(k-2)$ 实验性判断的码元, 该 BCM 码字 $(k-2)$ 通过从 MSLE 格结构的阶段 $(k-1)$ 状态 ℓ 回溯获得, 并且 $c_1(n_i+k)$, $c_2(n_i+k)$ 和 $c_3(n_i+k)$ 是在时间 n_i+k 处的第一、第二和第三信道脉冲响应估计系数。

5 18. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤以正向执行, 并且进一步包括以反向推进最大似然序列估计格结构的步骤。

10 19. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格结构的推进步骤也可以逆向执行。

20. 按照权利要求 15 中所述的方法, 特征在于进一步包括:
保持一系列 N_s , 即先前最佳解码码字, 并且
其中解码步骤对每一个 N_s , 即先前最佳解码码字而执行。

15 21. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于路径量度可以按照一个函数来确定, 该函数包括一个相应于在分数码元空间接收的信号采样的一项, 以及与在分数码元取样位置的信道脉冲响应系数成比例的一项或多项。

22. 按照权利要求 15 中所述的方法, 其特征在于从信道中接收到的模块编码调制码元序列包括故意引入的码间干扰。

20

组合均衡和解码方法

5 背景技术

本发明涉及一个编码调制方法，特别涉及用于在使用编码调制的通信系统中执行均衡和解码的方法。

多级编码或者模块编码调制 (BCM) 的概念在下列文章中介绍了，
H. Imai 和 S. Hirakawa 所著的 “A new multi-level coding method
10 using error correcting codes,” IEEE 信息理论学报, 卷 IT-23,
371 到 377 页, 1977 年 5 月; S. Sayegh 所著的 “A class of optimum
block codes in signal space,” IEEE 通信学报, 卷 COM-34, 1043
到 1045 页, 1986 年 10 月; 以及 A. R. Calderbank 所著的 “Multi-level
codes and multi-stage decoding,” IEEE 通信学报, 卷 COM-37, 222
15 到 229 页, 1989 年 3 月。近来的出版物已经论证了 BCM 是一个用于
组合调制以及对瑞利衰退信道编码的引人注目的方法。上述的出版
物包括 N. Seshadri 和 C.-E. W. Sundberg 所著的 “Multi-level coded
modulations for fading channels”, 第五届 Tirenna 数字通信
国际专题研究组学报 (E. Biglieri 和 Luise, eds.) 341-352 页,
20 elsevier 科学出版社 B. V., 1992; N. Seshadri 和 C.-E. W. Sundberg
所著的 “Coded modulation with time diversity, unequal error
protection and low delay for the Rayleigh fading channel,”
第一届便携移动通信全球会议学报, 283-187 页, 1992 年 9 月; 以
及 N. Seshadri 和 C.-E. W. Sundberg 所著的 “Multi-level block
25 coded modulations with unequal error protection for the
Rayleigh fading channel,” 欧洲通信学报, 第四卷, 325-334 页,
1993 年 5 月。评价 BCM 对于北美 TDMA 蜂窝标准 (IS-136) 或者对
于类似的无线广播应用的适用性的主要发行物中的一种均衡期刊,
它由于信道的延迟扩展而变得必要。

30 用于均衡编码调制系统的传统方法是利用从均衡器传到解码的
软信息将均衡和解码作为两个独立的步骤而执行。该方法在 Y. liu
所著的 “Performance of adaptive equalization and soft decision

decoding techniques over TDMA digital cellular radio channels,”
IEEE GLOBECOM 学报, 27.6.1-27.6.5 页, 1992 年 12 月中描述了。

通过执行组合均衡(解调)和解码,可以除去软信息产生的步骤。
除非软信息产生是精确的,否则在解码过程中存在信息损耗和并发损
耗的可能。在这种情况下,组合均衡和解码接近最佳。

组合均衡和解码方法在用于格码调制(TCM)系统的 R.Mehlan 和
H.Meyr 所著的“Combined equalization/decoding of trellis coded
modulation on frequency-selective fading channels,” 第五届
Tirrenia 国际数字通信专题研究组学报(E.Biglieri 和
M.Luise, des.), 341-352 页, Elsevier 科学出版社 B.V., 1992。该
算法已经在 S.A.Fechtel 和 H.Meyr 所著的“A new mobile radio
transceiver concept using low-complexity combined
equalization/trellis decoding and a near-optimal receiver sync
strategy,” IEEE PIMRC’92 学报, 382-386 页, 1992 年 10 月[9, 10];
以及 S.A.Fechtel 和 H.Meyr 所著的“Combined equalization, decoding
and antenna diversity combining for mobile/personal digital
radio transmission using feedforward synchronization,” IEEE VTC’93
学报, 633-636 页, 1993 年 5 月, 中进一步发展了并且已经被应用于
欧洲 GSM 系统。判断反馈均衡方法被 Lucent Technologies 用在它的
欧洲专利申请中, EP0889612 (1998 年 6 月 23 日申请并且 1999 年 1
月公开)关于对信号点流量解码的格结构编码调制模式。

这里公开的这项新方法提高了上述公开方法的性能。

为了在瑞利快速衰退环境中执行均衡,必须精确估计信道脉冲反
应(CIR)在整个时间片上的变化。上述方法中的一个已经被成功的论
证了对于 CIR 估计是使用从训练期间获得的最初估计的 CIR 的内插。
该方法已经在 N.W.K.Lo, D.D.Falconer, 和 A.U.H.Sheikh 所著的
“Adaptive equalization and diversity combining for a mobile radio
channel,” IEEE GLOBECOM’90 学报, 507A.2.1-507A.2.5 页, 1990 年
12 月;

发明概述

本发明的目的是提供一个组合均衡和解码算法，它是为具有通过 CIR 内插而实现的 CIR 估计的 BCM 而定制的。

按照本发明的一个方面，上述的和其它的发明目的在该方法和装置中实现，该方法和装置用于执行组合均衡和码字的解码，其中该码字在从信道中接收到的模块编码调制码元序列中编码，其中每一个码字包括多个码元。在一个实施例中，这通过按照每个接收到的 BCM 码元序列的码元确定信道脉冲响应估计而实现。接收到的 BCM 码元序列的一个码字，然后使用具有依赖于信道脉冲响应估计的路径量度的最大似然解码格式结构而解码，并且它至少包括表示来自一个或多个预先解码的码字的一个或多个码元的码间干扰结果的一个项。重复解码步骤直到接收到的 BCM 码元序列的码字全部被解码。

在本发明的另一个方面，路径变量按照一个等式而确定，该等式是与一个 BCM 码字相关的平方差的和，所述差值的每一个是当前接收到的取样与和项之差，其中该和项是候选 BCM 码字的一个或多个码元以及至少一个预先解码的 BCM 码字的一个或多个码元的和。例如，路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$ ，可以按照下面等式确定：

$$\Gamma_k^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k) s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k) s(n_i+k-1) \right|^2$$

其中 $r(n_i+k)$ 是按照在时间 n_i+k 处 BCM 码字的码元接收到的信号采样， N 是一个 BCM 码字的模块长度， $s^j(n_i+k)$ 是按照用于 BCM 码字的 j^{th} 候选项的码元， $\check{s}(n_i+k-1)$ 是在先前步骤中解码的 BCM 码元 $(k-1)$ 的码字。

在本发明的另一方面，上述解码步骤可以是一个正向解码步骤，该方法可以进一步包括执行对接收到的 BCM 信号逆向解码的步骤。也就是说，上述从解码步骤也可是逆向解码步骤。

在本发明的另一方面，该方法进一步包括保持一系列 N_s ，即先前最佳解码 BCM 码字，在这种情况下，解码步骤按照每一个 N_s ，即

最佳 BCM 码字而执行。

在本发明的另一方面，路径量度可以按照函数来确定，该函数包括一个相应于在分数码元空间接收的信号采样的一项，以及与在分数码元取样位置的信道脉冲响应系数成比例的一项或多项。

5 在本发明的另一方面，从包括故意引入码间干扰的信道中接收到模块编码调制码元序列。

在本发明的另一个实施例中，组合均衡和码字解码通过按照每一个接收到的 BCM 码元序列的码元确定信道脉冲响应估计而执行，其中被解码的码元在从信道接收到的模块编码调制 (BCM) 码元序列中编码，其中每一个码字包括多个码元。最大似然序列估计格式结构通过更新路径量度来从一个状态发展到另一个状态，其中路径量度依赖于信道脉冲响应估计和按照在预先格式结构阶段中的一个状态的码字的码元。一个完整的格式结构通过重复格式结构推进步骤而产生直到格式结构的所有阶段都完成。包含在 BCM 码元序列中的码字通过使用在完成的 MLSE 格式结构中的最佳路径的回溯而解码。

10

15

在实施例的另一个方面，路径量度按照下式决定：

$$\Gamma_k^{(j)} = \min_l \left[\Gamma_{k-1}^{(j)} + \sum_{i=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k) s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k) s^{(j)}(n_i+k-1) \right|^2 \right]$$

其中 $r(n_i+k)$ 是按照 BCM 码字接收到的码元， N_{block} 是 BCM 码字的模块长度， $s^{(j)}(n_i+k)$ 是用于当前被解码的码字的可选的 BCM 码字的码元， $s^{(\ell)}(n_i+k-1)$ 是按照以前的 MLSE 格式结构阶段中状态 ℓ 的 BCM 码字的码元。

20

在本实施例的另一方面，路径量度可选的按照函数来确定，该函数包括相应于在分数码元空间接收到的信号采样的一个项和在分数码元采样位置的信道脉冲响应系数成比例的一个或多个项。

25 在本实施例的另一方面，上述的从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格式结构的推进步骤以正向执行，该方法进一步包括以反向推进最大似然估计格式结构的步骤。也就是说，上述从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格式结构的推进步骤也可

以逆向执行。

在本实施例的另一个方面，从信道接收的模块编码调制码元序列可以包括故意产生的码间干扰。

5 在本发明的另一个实施例中，组合均衡和码字解码通过按照每一个接收到的 BCM 码元序列的码元确定信道脉冲响应估计而执行，其中被解码的码元在从信道接收到的模块编码调制 (BCM) 码元序列中编码，其中每一个码字包括多个码元。最大似然序列估计格式结构通过更新路径量度来从一个状态发展到另一个状态，其中路径量度依赖于信道脉冲响应估计和按照在预先格式结构阶段中的一个状态的码字的码元，其中路径量度包括至少一个项，它代表从预先解
10 码码字的码元中得到的码间干扰。一个完整的格式结构通过重复格式结构推进步骤而产生直到格式结构的所有阶段都完成，包含在 BCM 码元序列中的码字通过使用一个在完成的 MLSE 格式结构中的最佳路径的回溯而解码。

15 在本实施例的另一个方面，路径量度按照重复的等式而确定，该等式计算越过接收到的 BCM 信号的一个码字接收到的码元和一个项之间的欧几里德距离的平方，该项表示相应于 MLSE 格式结构的阶段 k 处的状态 BDCM 码字的码元和相应于在格式结构阶段 (k-1) 处的状态的一个或者多个 BCM 码字的和。

20 在本实施例的另一个方面，路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$ 可以按照下式确定：

$$\Gamma_k^{(j)} = \min_l \left[\Gamma_{k-1}^{(l)} + \sum_{i=1}^{N_{\text{block}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-2) \right|^2 \right]$$

25 其中 $r(n_i+k)$ 是沿着接收到的 BCM 信号的一个码字接收到的码元， N_{block} 是 BCM 码字的模块长度， $s^{(j)}(n_i+k)$ 是按照在 MLSE 格式结构的阶段 k 的状态 j 的 BCM 码字的码元， $s^{(l)}(n_i+k-1)$ 是按照 MLSE 格式结构的阶段 (k-1) 的状态 l 的 BCM 码字的码元， $s^{(l)}(n_i+k-2)$ 是用于 BCM 码字 (k-2) 实验结论的码元，其中 BCM 码字 (k-2) 通过在 MLSE 格式结构的阶段 (k-1) 从状态 l 回溯获得的。

在本实施例的另一方面，上述的从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格式结构的推进步骤以正向执行，该方法进一步包括以反向推进最大似然估计格式结构的步骤。上述从一个阶段到下一个阶段的最大似然序列估计格式结构的推进步骤也可以逆向执行。

在本实施例的另一个方面，该方法进一步包括保持一系列 N ，即先前最佳解码 BCM 码字，在这种情况下，解码步骤按照每一个 N ，即最佳 BCM 码字而执行。

在本实施例的另一方面，路径量度可以按照函数来确定，该函数包括一个相应于在分数码元空间接收的信号采样的一项，以及在与在分数码元取样位置的信道脉冲响应系数成比例的一项或多项。

在本实施例的另一方面，从包括故意引入码间干扰的信道中接收到模块编码调制码元序列。

附图说明

本发明的目的和优点通过结合附图进行的详细描述将被理解：其中

图 1 是基于 8-PSK 构象的示范 BCM 模式的编码过程简图；

图 2a 和 2b 分别表明一个样本 BCM 编码操作，以及位 - 码元的映射的结果编码；

图 3 表明一个同发明的组合均衡和解码算法共同使用的示例性的时间片结构；

图 4 表明一个用于这里考虑到的示例性的 BCM 模式的最大似然解码格式结构；

图 5 是一个表明与码元的交叉存储相关的二维存储平面形状的图表；

图 6 是描述按照本发明的一个实施例的组合均衡/解码过程步骤的流程图；

图 7 是描述按照本发明的另一个实施例的组合均衡/解码过程步骤的流程图；

图 8 是描述按照本发明的再一个实施例的组合均衡/解码过程步

骤的流程图;

发明详述

本发明的不同特性将按照附图描述, 其中相同的部分以相同附图标记标明。

5 为了便于描述, 不同的发明方法以不同模块编码调制描述, 使它自身更有利于方法公开。

下面描述的不同方法可以多种方式中的任何方式实现, 包括通过可编程的处理器执行合适的一组使其有效的程序指令。例如这些程序指令可以被存储在任何不同的计算机可读存储媒体上, 包括但
10 不仅限于: 随机存储器 (RAM); 只读存储器 (ROM); 磁存储装置例如磁盘/软盘或磁带; 以及光存储媒体例如光盘 ROM (CDROM)。

另一个实施例中, 专用硬件 (例如特定用途集成电路, 或者“ASICs”) 可以设计执行不同将在下面详细描述的功能。

上述任何实施例的设计和制造都在本领域普通技术人员的能力
15 范围内。这些设计和制造的细节既不要求产生和使用本发明, 也不要求它们在这些描述的范围内。因此, 为了避免以不必要信息对本发明描述造成的混乱, 它们是可以忽略的。然而, 将认识到在对于“方法”, “算法”等类似的描述中的参考应被解释为不仅包括发明方法步骤, 也包括实现本发明制造的装置和物品。

20 模块编码调制 (BCM) 编码装置包括平行相连的模块编码器, 编码器的输出被用于通过位-码元映射器从信号集合选择一个码元。基于 8-PSK 集合的示例性的 BCM 模式的编码装置的简图在附图 1 中所示。发明的组合均衡和解码算法对于特别 BCM 模式将描述。然而, 对于本领域普通技术人员很明显本发明并不仅限于示例性的实施
25 例, 相反可应用于任何 BCM 模式。

在附图 1 中考虑的 BCM 例子, 有 3 个输入比特流 $\{i_0, i_1, i_2\}$, 每一个以分别的代码 C_k , $k=0, 1, 2$ 来编码。

8-PSK 集合点使用下面的符号 $\{b_2 b_1 b_0\}$ 来定位。现在转到附图 2a 和 2b, 具有下面组分码的 BCM 模式的例子显示如下:

30 C_0 : (4, 1) 重复码 (比率 = 1/4)

C_1 : (4, 3) 单一奇偶校验码 (比率 = 3/4)

C_2 : (4, 3) 单一奇偶校验码 (比率 = 3/4)

附图 2a 显示一个采样编码操作, 附图 2b 显示一个由此引起的编码位 - 码元映射。因为码的块长 $N_{\text{block}}=4$, 每个 BCM 码字包括 4 个 8-PSK 码元 $\{S_1, S_2, S_3, S_4\}$ 。为了促进发明的理解, 发明的组合均衡和解码算法将对特别的 BCM 模式进行描述。然而, 如上所述本发明也可用于任何其它的 BCM 模式。

一个用于发明的合并均衡和用于 BCM 的解码算法的示例性的时隙结构在附图 3 中所示。时隙结构是 IS-136 时隙结构的一个改进的版本, 它被公开以促进对发明的理解, 因此本发明可以应用于任何时隙结构。标准的 IS-136 时隙结构的描述可以在 Electronics Industries Association, Dual Mode Mobile Station-Base Station Compatibility Standard, IS-54 Rev. (incorporating EIA/TIA 553), EIA/TIA Project Number 2398, 1990 年 10 月。

在当前的改进版本中, 在每一个时隙期间获得 3 个信道脉冲响应 (CIR) 估计: 在前同步码 $\{p_1\}$ (14 码元) 期间, CDVCC $\{P_2\}$ (6 码元) 期间, 第二前同步码 $\{p_3\}$ (6 码元) 期间。有两个数据片段, 每一个是 68 码元。因此时隙包含总共 162 码元 (如同在 IS-136 中)。

假设一个两拍信道模式, $C(z) = c_1 + c_2 z^{-1}$ 。CIR 估计通过执行下面步骤而实现:

步骤 1: 通过对于完全确定的一组等式使用准倒置方法获得初试 CIR 估计, $C = [c_1 c_2]^T$ 。

步骤 2: 通过在相同数据上运行自适应跟踪算法获得精确的 CIR 估计。

CIR 内插使用内插滤波器 (维纳滤波器, 尼奎斯特滤波器等等) 来完成。内插是获得相应于每个时隙中的码元的 CIR 值的方法中的一种。其它的 CIR 估计/内插方法也可以被使用。

为了获得 BCM 模式的全部好处, 码元内插是必要的。对于这里考虑的 BCM 模式, 假设有一个两时隙内插模式 (包括总共 272 个数据码元)。数字复用器是一个 $N_{\text{row}} \times N_{\text{col}}$ 维的正交矩阵, 其中数据按行写入, 按列读出, 在任何实际系统中, 数字复用器的大小由全部的可允许的编码和解码延迟来限制。对于 BCM 模式 N_{col} 可被有利的选择为 BCM 码字的块长 (N_{block})。 (使用组合均衡和解码的优势在发明方法描述中

将变得清楚。) 因此, 对于附图 2a 和 2b 中所示的 BCM 例子 $N_{\text{col}}=4$ 并且获得一个 68×4 的正交矩阵, 如图表 1 中所示。数字复用器矩阵的每一行包括一个 BCM 码字。注意到数字复用器跨越两个 TDMA 时隙, 就像在 IS-136 标准中所允许的那样。

5

时隙n		时隙n+1	
$\{p_1\}$	$\{p_2\}$ (cont'd)	$\{p_1\}$	$\{p_2\}$ (cont'd)
1	2	3	4
5	6	7	8
:	:	:	:
265	266	267	268
269	270	271	272
$\{p_2\}$ (开始)	$\{p_3\}$	$\{p_2\}$ (开始)	$\{p_3\}$

表 1

获得对于一个单个 (n, k) 线性块代码的解码格式结构的过程在下面描述, J.Wolf 所著的 "Efficient maximum likelihood decoding of linear block codes using a trellis," IEEE 信息理论学报, 卷 IT-24, 76-80 页, 1978 年 1 月。Wolf 的方法通过提供维特比算法给解码格式结构使得线性快代码可以实现最大似然解码。维特比算法的更多详细描述将在下面文章中发现, G.D.Forney 所著的 "The Viterbi algorithm" IEEE 学报第 61 卷, 268-278 页, 1973 年 3 月, 产生用于 BCM 解码格式结构是 Wolf 方法的一个多维扩展, 因为 BCM 模式具有多个组分快代码。每一个 BCM 模式具有自己唯一的解码格式结构。用于这里假设的 BCM 例子的解码格式结构在附图 4 中给出。BCM 格式结构的主要优势是所有组分代码同时被解码并且它产生最佳最大似然结果。进一步, BCM 格式结构解码使得 BCM 解码过程计算复杂性的显著降低。进一步, 必须注意 BCM 的最大似然解码产生一个在顺序的反复的解码方法上的性能增益。

组合解调 (均衡) 和解码的基本概念

组合解调 (均衡) 和解码的基本概念将参考附图 5 描述, 它显示

一个指示码元之间关系的示例性的数字复用器矩阵 500。要编码的数据按行写入数字复用器 500 并按列读出。每行包括所有包括一个 BCM 码字（也就是说，第一行 501）的码元。编码产生一个存储器或者码元之间的关系。在 BCM 例子中，与编码相关的存储器扩展一行或码字。

5 因为数据按列读出并顺序发送（也就是说，第一列 503），在传输序列中的数据由信道导入的存储器而叙述（码间干扰）。信道存储器由信道脉冲响应来定义。当码元被叙述时，一系列这样的码元使用最大似然序列估计来被最佳解码。因此，在附图 5 的例子中，我们需要一个沿着每一行工作的 MLSE 解码器和另一个沿着每一列工作的 MLSE 解码器，这两个解码器是独立的，典型地，前者工作在后者的输出。这导致次最佳的性能，因为与第二解码相关的信息可以被第一解码的错误处理而毁掉。使用二维解码器的联合 MLSE 解码，因此是最佳的解码，因为现在行和列都使用相同的输入信息解码而不是用一个解码器来改变另一个解码器的输入信息。然而，联合解码更加复杂。本发明的不同方面是执行联合解调和解码的方法，同时具有较低复杂性的可选的方法，可以保持接近最佳的性能。

10 15

发明的用于 BCM 模式的组合均衡和解码技巧的几个实施例将在这里描述。组合均衡/解码可以以下三种方式实现：

1. 码间干扰 (ISI) 抵消
- 20 2. 最大似然估计 (MLSE) 方法
3. 混合方法

上述的每个都将被详细描述。

ISI 抵消方法

在该实施例中，通过使用对过去码元的解码器判断的 ISI 抵消来实现均衡（在当前接收到的码元中有利于 ISI）。

25

在内插/反内插模式中码元位置的细节（对于具有块长 $N_{\text{block}}=4$ 的 BCM 模式来说）和如附图 3 中所示的时隙结构在表 1（上面）和表 2（下面）给出。

30

⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	P_1	P_2	P_1	P_2
行 0	$s(n_1)$	$s(n_2)$	$s(n_3)$	$s(n_4)$
行 1	$s(n_1+1)$	$s(n_2+1)$	$s(n_3+1)$	$s(n_4+1)$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
行 $k-1$	$s(n_1+k-1)$	$s(n_2+k-1)$	$s(n_3+k-1)$	$s(n_4+k-1)$
行 k	$s(n_1+k)$	$s(n_2+k)$	$s(n_3+k)$	$s(n_4+k)$
行 $k+1$	$s(n_1+k+1)$	$s(n_2+k+1)$	$s(n_3+k+1)$	$s(n_4+k+1)$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
行 67	$s(n_1+67)$	$s(n_2+67)$	$s(n_3+67)$	$s(n_4+67)$
	P_2	P_3	P_2	P_3
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

表 2

5 被传输的码元按行进入数字复用器矩阵并按列读出。在此方法中，每一行相应于一个 BCM 码字。在这里考虑的 BCM 例子中，BCM 码的组成码元在连续的 TDMA 帧上分成两个时隙。在接收端，接收到的码元按列写入去交织器，接收到码元的每一行（相应于一个 BCM 码字）使用如下所述的极大似然（ML）方法解码。

10 因为传输的数据从数字复用器中按列读出，在延迟扩展存在时，每个码元都将经历来自先前的或者未来的相同列中码元的 ISI，它依赖于信道脉冲响应（CIR）是否分别具有在后指示器或者在前指示器。例如，假定一个两拍信道模式， $C(z)=c_1+c_2z^{-1}$ 或 $C(z)=c_1z+c_2$ ，其中信道使具有两射线组成一个码元的两个脉冲在持续期间分离。考虑到 BCM

15 模式的行 k （块长 $N_{\text{block}}=4$ ），如表 2 所示。假设按照行 k 的码元分别在时间 (n_1+k) ， (n_2+k) ， (n_3+k) ， (n_4+k) 发送。因此，行 $(k-1)$ 或者 $(k+1)$ 的码元分别（经由上面信道模式）出现在表 2 中所示的时

刻。穿过一行的（相应于单个 BCM 码字）接收到的信号 $r(n+k)$ 可表示如下：

$$r(n_i+k)=c_1(n_i+k)s(n_i+k)+c_2(n_i+k)s(n_i+k-1)+\eta(n_i+k), \quad i=1,2,\dots,N_{block} \quad (1)$$

其中 $\{c_1, c_2\}$ 是 CIR 系数， $s(n_i+k)$ 是当前码元， $s(n_i+k-1)$ 是在当前码元前传输的码元。指数 i 是卷指数。在我们的例子中我们假设一个具有块长 $N_{block}=4$ 的码元的 BCM 码字。 $\eta(n_i+k)$ 是附加的噪音 (AWGN) 采样或者干扰（联合信道）的采样，这里假设它是一个高斯随机变量。

用于 BCM 解码器中的量度是 $\Gamma_k^{(j)}$ （行 k 和 j^{th} BCM 码字）

$$\Gamma_k^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_{block}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k-1) \right|^2, \quad (2)$$

其中 $s^{(j)}(n_i+k)$ 是相应于用于 k 行的 j^{th} BCM 码字的码元， $s(n_i+k-1)$ 是在前面行 ($k-1$) 中解码的 BCM 码字的码元，它用于 ISI 抵消。当我们开始解码（也就是说，对于数字复用器/去交织器矩阵的第一行）适当的前同步/CDVCC 码元 ($p_\ell(\cdot)$), $\ell = 1, 2, 3$ 它们是已知码元) 被用作 $s(n_i-1)$ 。该解码方法被称作 ISI 抵消解码并且涉及使用一个判断反馈均衡器 (DFE) 用于消除后向指示器（前面的码元）的影响。该方法类似于具有将解码器作为反馈部件的一部分的改进的判断反馈均衡器，因此将可能引起错误蔓延的反馈码元错误的可能性降低通常发生在判断反馈均衡器中。在该方法中，对于数字复用器/去交织器矩阵的每行来说，在 ML 标准下使用 ISI 抵消量度选择一个码字。该码字的码元被带到下一行，当解码下一个 BCM 码字时用于 ISI 抵消。

现在参考附图 6，按照第一个实施例的组合均衡和解码算法步骤是：

步骤 601：按照上述的每个接收到的码元获得 CIR 估计。

步骤 603：使用 ML 解码格式结构解码行 k ，该格式结构使用平方欧几里德距离量度，该量度包括表示由于来自前面解码的 BCM 码字的码元的 ISI 的一个项。等式 (2) 是这类量度的一个例子。来自行 ($k-1$)

的解码器的过去码元结论被用于 ISI 抵消 (如果 $k=1$) 已知的前同步码/CDVCC 码元被用于 ISI 抵消。)

步骤 605: 重复步骤 603 直到全部数据 (2 时隙) 被解码。

5 应该注意步骤 603 很适于 ISI 只从一个码元到下一个码元充分扩展的情形。应该认识到对于 ISI 穿过多个码元扩展的情形, 该方法可扩展到包括来自几个以前的行或者具有相应的量度改变的随后的行的过去码元判定。

在本发明的另一个可选实施例中, 在上述的均衡/解码过程中的步骤 603 以多于一个的候选值 (也就是说, $s(n_i+k-1)$) 而实现。典型的, 来自行 $(k-1)$ 的最好的 N_s 候选值 BCM 码字用于为行 k 选择最好的 N_s 候选值。该方法叫做树型列表算法 (LTA), 在下面将更详细的介绍。

树型列表算法

考虑到上述发明的 ISI 抵消方法。由等式 (2) 给出的分支量度是不可靠的, 如果

$$15 \quad |c_1(n_i)| \ll |c_2(n_i)|, \text{ 或 } |c_1(n_i)| \approx 0 \quad (3)$$

不可靠的分支量度可以引起解码 BCM 码字中的错误。因为组合均衡和解码方法使用一个判断反馈结构 (用于 ISI 抵消), 一个解码错误 (在 BCM 码字中) 可引起错误的传播, 影响连续码字的解码。该问题可以通过对于每行保持多于一个的解码码字来解决, 它通过使用通用维特比算法 (GVA) 的改进来实现。该改进在这里被叫作树型列表算法 (LTA)。关于 GVA 的信息可在下面文章中发现, N.Seshadri 和 C.W.Sundberg 所著的 "Generalized viterbi detection with convolutional codes," IEEE GLOBECOM'89 学报, 1534-1538 页, 1989 年 11 月。GVA 和 LTA 算法之间的区别是 GVA 在一个格式结构上操作具有有限的状态/分支数量, 然而在 LTA 中的状态/分支指数增长并且需要定期修正, 如下所述。

不仅仅保持单个 BCM 码字 (它具有最低量度), LTA 保持一系列的 N_s 最佳 BCM 码字, 其中 N_s 指示 LTA 中的残存物或者码字的数量。在正向解码中, 这些来自行 $(k-1)$ 的 N_s 候选码字中的每一个可以被用于在使用等式 (2) 中给出的量度进行下一个 BCM 码字 (行 k) 解码中的 ISI 抵消。例如, 下列的 N_s 码字将为行 $(k-1)$ 保留

$$\begin{aligned}
 & \left\{ s^{(1)}(n_1+k-1), s^{(1)}(n_2+k-1), s^{(1)}(n_3+k-1), s^{(1)}(n_4+k-1) \right\}, \\
 & \left\{ s^{(2)}(n_1+k-1), s^{(2)}(n_2+k-1), s^{(2)}(n_3+k-1), s^{(2)}(n_4+k-1) \right\}, \\
 & \vdots \\
 & \left\{ s^{(N)}(n_1+k-1), s^{(N)}(n_2+k-1), s^{(N)}(n_3+k-1), s^{(N)}(n_4+k-1) \right\} \Big\}.
 \end{aligned} \tag{4}$$

从行 (k-1) 使用 N_s 码字, 解码过程将产生总数 $Ns2$ 的码字 (用于行 k), 其中的一些是恒等的。在此阶段, 与 N_s^2 路径相关联的路径量度被分类并保持最佳 N_s (彼此不同的) 码字。上述过程在数字复用器/去交织器矩阵中的每一行重复。为了判断行 k 的码元, 我们在行 (k+dd) 选择最佳路径, 其中 dd 是判断深度, 沿着一个存储的码字路径历史的回溯 dd 的步骤来决定行 k 的相应码字。在该方案中, Ns (残存物的数量) 和 dd (判断深度) 可以变化来决定复杂度和性能之间的平衡。

MLSE 方法

这里假设的示例性的 BCM 模式具有总数为 $M (=128)$ 的码字。(在附图 4 格式结构图表中的每个路径代表一个码字) 如等式 (1) 中给出的, 对于两拍信道模式, 行 k (数字复用器的) 中 BCM 码元中的 ISI 来自行 (k-1) 中的 BCM 码字的码元。进一步, 如在 G.D.Forney 所著的 "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE 信息学报, 卷 IT-18, 363-378 页, 1972 年 5 月中所述, 一个用于在 ISI 存在的情况下对 BCM 解码的 MLSE 方法需要 M -状态, 其中在格式结构中的每个状态代表一个 BCM 码字。

在发明的均衡/解码过程的另一个实施例, 路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$ 用在 BCM 编码器中用来在 MLSE 格式结构中从格式结构阶段 (k-1) 的状态 ℓ 传送到格式结构阶段 k 的状态 j, 是

$$\Gamma_k^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1}^{(i)} + \sum_{l=1}^{N_{\text{bits}}} \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(i)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(i)}(n_i+k-1) \right|^2 \right] \quad (5)$$

其中 $s^{(i)}(n_i+k)$ 是相应于状态 i (格式结构阶段 k) 的 BCM 码字的码元, $s^{(l)}(n_i+k-1)$ 是相应于状态 l (格式结构阶段 $k-1$) 的 BCM 码字的码元。

- 5 等式 (5) 中给出的 MLSE 量度和等式 (2) 中给出的 ISI 抵消量度的主要不同是当为 $\Gamma_k^{(j)}$ 计算量度时不在 BCM 码字 $s^{(l)}(n_i+k-1)$ 上做决定。

现在参考附图 7, 按照本发明实施例的组合均衡和解码算法的步骤是:

- 10 步骤 701: 如上所述相应于每个接收到的码元获得 CIR 估计。
 步骤 703: 通过更新欧几里德距离路径量度的平方来执行 MLSE (使用维特比算法), $\Gamma_k^{(j)}$, 它包括一个项, 该项代表相应于格式结构阶段 k 的状态的一个 BCM 码字的码元和相应于格式结构阶段 $(k-1)$ 状态的一个 BCM 码字的码元。等式 (5) 是这样一个量度的例子。
 15 步骤 705 和 707: 重复步骤 703 直到 MLSE 格式结构的所有阶段都完成并且通过使用沿最佳路径 (如同在任何维特比算法中一样) 的回溯来对 BCM 码字解码。

- 应该注意步骤 703 很适于 ISI 充分只从一个码元扩展到下一个码元的情形。应该认识到对于 ISI 穿过多个码元扩展的情形, 发明的
 20 MLSE 方法可通过适当的改变量度来包括表示相应于在几个以前或者随后的格式结构阶段的表示 BCM 码字的码元的项。

MLSE 方法的主要优点在于 MLSE 的每个状态相应于不同的 BCM 码字, 而不相 LTA 方法, 其中为了保证相同必须由附加步骤。

- 如果信道模式具有 L 拍, 则 MLSE 格式结构具有 $M^{(L-1)}$ 个状态,
 25 因此 MLSE 方法的复杂性指数增长。通过使用下面所述的混合方法能实现在性能和复杂度之间的平衡。

混合解码方法

在本发明的另一个实施例中，基于使用在发明的 MLSE 方法和发明的 ISI 抵消方法之间的一个混合方法，使用一个次优的方法为了减少 MLSE 方法的计算复杂性。例如，如果 ISI 模式是 3 拍模式，MLSE 方法需要 M^2 个状态。按照发明的混合方法可以使用一个 M 状态格式结构。

5 在时间 n_i 计算分支量度，沿着每一个量度路径（在时间 n_i-1 ）回溯来确定 $s(n_i-2)$ ，使用这些实验性的解码码元。换句话说，基于在时间 (n_i-2) 的码字作出的实验性决定并且那些码字 $s(n_i-2)$ 被使用，而不是为时间 (n_i-2) 试用所有可能的码字。

量度， $\Gamma_k^{(j)}$ 用在 BCM 解码器中用于在 MLSE 格式结构中将格式结构在阶段 $(k-1)$ 的状态转换到格式结构在阶段 k 的状态 j 是

10

$$\Gamma_k^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1}^{(i)} + \sum_{l=1}^{N_{\text{state}}} \left| s^{(j)}(n_i+k) - c_l(n_i+k) s^{(i)}(n_i+k) - c_2(n_i+k) s^{(i)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k) s^{(i)}(n_i+k-2) \right|^2 \right] \quad (6)$$

其中 $s^{(j)}(n_i+k)$ 是相应于状态 j (行 k) 的 BCM 码字的码元， $s^{(\ell)}(n_i+k-1)$ 是相应于在行 $(k-1)$ 中的状态 ℓ BCM 码字的码元， $s^{(\ell)}(n_i+k-2)$ 是对于行 $(k-2)$ 的实验性的判断，它通过从 MLSE 格式结构（在时间 (n_i+k-1) ）的状态 ℓ 回溯得到。

15

比较等式 (6)，(5) 和 (2) 可以发现用于混合方法的量度对于最接近的 ISI 项使用 MLSE 方法而对于其它方面，它使用 ISI 抵消。这产生一个在计算复杂度和性能之间的一个良好平衡。

20 现在参考附图 8，按照本发明的该实施例的组合均衡和解码算法的步骤是：

步骤 801：如上所述相应于每个接收到的码元获得 CIR 估计。

步骤 803：通过更新欧几里德距离路径量度 $\Gamma_k^{(j)}$ 的平方来执行混合 MLSE - ISI 抵消算法，它使用一个代表相应于第一个以前的码字的 BCM 码字的码元的第一个项，和一个代表来自第二个以前的码字的实验性解码码元的第二项。等式 (6) 是这样一个量度的例子。

25

步骤 805 和 807：重复步骤 803 直到 MLSE 格式结构的所有阶段都

完成并且通过使用沿最佳路径的回溯来对 BCM 码字解码。

应该注意步骤 803 很适于 ISI 充分只从一个码元扩展到下一个码元的情形。应该认识到对于 ISI 穿过多个码元扩展的情形，发明的混合 MLSE 方法可通过适当的改变量度来包括多个 ISI 抵消项而扩展。

- 5 用于执行块代码调制信息组合均衡/解码的发明方法的多个实施例已经被描述了。在本发明进一步的方面中，额外的增强可以应用于这些方法。现在将描述这些增强。

双向解码

- 10 在时隙中对数据进行正向和反向的解码方法就是所涉及的双向解码。注意，例如，S. Chennakeshu, R. D. Koipillai, 和 R. L. Toy, "A low complexity MLSE equalizer for U.S. Digital Cellular mobile receivers," G.E. 方法信息丛书, 1991 年 12 月。考虑双向解码的主要动机是当信道显示严重的无最小相位情况时，也就是当 $|c_1| \ll |c_2|$ 时，来提高解码器的性能。

- 15 在等式 (2) 中给出的量度使用码元 $s^{(j)}(n_i+k)$ (相应于每个 BCM 码字) 在所有 BCM 码字上进行最小化。如果 $|c_1(n_i)|=0$ ，量度 (由等式 (2) 给出) 与 $s^{(j)}(n_i+k-1)$ 的所有值 (也就是对于所有不同的 BCM 码字) 大致相同，因此在解码 BCM 码字中增加了错误的可能性。此问题是基于反馈的 ISI 抵消模式判定的典型。

- 20 按照本发明的此方面，在行 k 分别使用 BCM 码字的 ISI 抵消解码用于向前和向后解码的量度由下面给出：

正向解码：假设相应于行 (k-1) 的 BCM 码字已被解码 (也就是，码元 $s(n_i+k-1)$ 是已知的)，码元 $s^{(j)}(n_i+k)$ (行 k) 通过最小化量度解码

$$\Gamma_{k,r}^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_{\text{bits}}} |r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s(n_i+k-1)|^2. \quad (7)$$

25

向后解码：假设相应于行 (k+1) BCM 码字已被解码 (也就是，码元 $s(n_i+k+1)$ 是已知的)，码元 $s^{(j)}(n_i+k)$ (行 k) 通过最小化量度解码

$$\Gamma_{k,b}^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_{block}} |r(n_i+k+1) - c_1(n_i+k+1)\hat{s}(n_i+k+1) - c_2(n_i+k+1)s^{(j)}(n_i+k)|^2. \quad (8)$$

向前和向后解码均被执行并选择提供一个更好的量度每个数据片段（码元模块）方向并且其数据判定被作为解码的输出。

- 5 用于向前和向后解码的发明的 ISI 抵消方法已在上面描述。在本发明的另一个实施例中，MLSE 解码方法和混合解码方法也可利用具有对量度进行适当改进的双向解码实现。特别的，对于 MLSE 解码正向解码按照：

$$\Gamma_{kf}^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1,f}^{(j)} + \sum_{i=1}^{N_{block}} |r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k-1)|^2 \right]$$

10

MLSE 逆向解码按照：

$$\Gamma_{k,b}^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k+1,b}^{(j)} + \sum_{i=1}^{N_{block}} |r(n_i+k+1) - c_1(n_i+k+1)s^{(j)}(n_i+k+1) - c_2(n_i+k+1)s^{(j)}(n_i+k)|^2 \right]$$

对于混合解码情形，正向解码按照：

$$\Gamma_{kf}^{(j)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1,f}^{(j')} + \sum_{i=1}^{N_{block}} |r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(j)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)\hat{s}(n_i+k-2)|^2 \right]$$

15

反向混合解码按照：

$$\Gamma_{k,b}^{\mathcal{O}} = \min_l \left[\Gamma_{k+1,b}^{\mathcal{O}} + \sum_{i=1}^{N_{\text{taps}}} |r(n_i+k+2) - c_1(n_i+k+2)s(n_i+k+2) - c_2(n_i+k+2)s^{\mathcal{O}}(n_i+k+1) - c_3(n_i+k+2)s^{\mathcal{O}}(n_i+k)|^2 \right]$$

考虑到任何双向解码方法，可以采用多种方法。一种观点是执行正向解码和反向解码然后基于对从正向和反向解码获得的量度值的比较来选择得到最佳结果的那种。第二种观点，较低复杂度的观点是执行正向或者反向解码或者它们两者的合并（也就是说，执行正向解码到一个点，反向解码也到达相同的点）。在第二种观点中，应使用适当的标准来选择解码方向。典型的标准包括接收信号强度（RSSI），并比较正向解码和反向解码的量度值。

微小的空间量度标准

对于微小的延迟扩展组合均衡的性能和解码算法通过使用这里所述的微小的空间量度标准可被显著的提升。为了减轻真正信道和估计信道（对于微小延迟扩展）之间的模式失配必须改变分支量度。对于应用于 DAMPS 系统的 MLSE 均衡器完成上述功能的方法已在 Y. Wan, Q. Liu 和 A. M. Sendyk 所著的“A fractionary-speed maximum likelihood sequence estimation receiver in a multipath fading environment,” IEEE ICASSP’92 学报 689-692 页，1992 年 5 月中描述了。按照本分明的另一个方面，出现一个对于发明的组合均衡和 BCM 解码的应用，使用微小的空间量度标准的方法。

当有微小延迟扩展时，因为脉冲成形功能 ISI 在几个码元期间上扩展。脉冲波形在几个码元区间上快速衰减，因此可被截短。假设 3 拍 CIR 模式 $C(z) = c_1 + c_2 z^{-1} + c_3 z^{-2}$ （对于整数采样位置）并且 $C'(z) = c'_1 + c'_2 z^{-1} + c'_3 z^{-2}$ （对于微小的采样位置）。（利用整数采样，采用率为每码元区间的一个采样；对于微小采样的情况，采用率为每个码元区间的多个采样。）因此在半码元空间上的接收信号采样可表示为

$$r(n_i) = c_1(n_i)s(n_i) + c_2(n_i)s(n_i-1) + c_3(n_i)s(n_i-2) + \eta(n_i), \quad (9)$$

$$r(n_i - \frac{1}{2}) = c'_1(n_i)s(n_i) + c'_2(n_i)s(n_i-1) + c'_3(n_i)s(n_i-2) + \eta(n_i - \frac{1}{2}), \quad (10)$$

其中 $\{c_j(n_i)\}$, $j=1, 2, 3$ 是在整数采样位置处的信道脉冲响应 (CIR) 系数并且 $\{c'_j(n_i)\}$, $j=1, 2, 3$ 是在微小采样位置处的 CIR 系数, $\eta(n_i)$ 和 $\eta(n_i - 1/2)$ 是假设为零的独立干扰采样表示高斯随机变量。

用于按 ISI 抵消方法的量度 (对于接收信号使用每码元两个采样的采样率) 由下式给出:

$$\Gamma_{k,f}^{(0)} = \left\{ \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-2) \right|^2 + \left| r(n_i+k-\frac{1}{2}) - c'_1(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k) - c'_2(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-1) - c'_3(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-2) \right|^2 \right\} \quad (11)$$

10

类似的, 微小空间量度的使用也可被应用于其它 BCM 解码方法。对于 MLSE 方法该量度是:

$$\Gamma_{k,f}^{(0)} = \min_i \left[\Gamma_{k-1,f}^{(0)} + \left\{ \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-2) \right|^2 + \left| r(n_i+k-\frac{1}{2}) - c'_1(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k) - c'_2(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-1) - c'_3(n_i+k)s^{(0)}(n_i+k-2) \right|^2 \right\} \right]$$

15

微小空间混合方法应该使用下列量度

$$\Gamma_{k,l}^{(l)} = \min_l \left[\Gamma_{k-1,l}^{(l)} + \left\{ \left| r(n_i+k) - c_1(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k) - c_2(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-1) - c_3(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-2) \right|^2 + \left| r(n_i+k-\frac{1}{2}) - c_1'(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k) - c_2'(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-1) - c_3'(n_i+k)s^{(l)}(n_i+k-2) \right|^2 \right\} \right]$$

当信道有微小延迟扩展时使用微小空间量度。典型的，需要额外节拍模拟微小延迟信道。因此，作为一个说明性的实例，显示一个具有 3 拍的信道模式。

在此公开中，介绍了三个用于实现组合均衡和对编码调制模式解码的实施例。三个方法以一个特殊 BCM 模式被证明但也可应用于任何其它编码调制模式。利用最大似然 (ML) 方法，利用 Wolf 方法对格式结构块代码解码方法的多维扩展，实现 BCM 码字的解码。组合均衡和解码算法的三种增强也被介绍。它们包括使用双向（前向和后向）解码，使用树型列表算法以改善 ISI 抵消方法的性能，以及当信道引起微小延迟传播时，使用微小空间量度标准以改善均衡器性能。

例如，上面的方法关于信道 ISI 问题已被描述，其中信道 ISI 问题是物理现象。然而，还有有意引入 ISI 的方法，其中 ISI 被接收器中的均衡器补偿。这样的一个例子是发射器延时差异，其中相同的信号从两个或多个无关的天线发射并具有从不同天线发射的时滞。对于本领域的一个普通技术人员很明显上述解码方法也可应用在这种环境中。

优选实施例仅仅是示例性的不应该被认为在任何情况下是限制性的。本发明的范围由附加权利要求给出，而不是前面的描述，所有的落入权利要求范围的变化和等效都被包含于此。

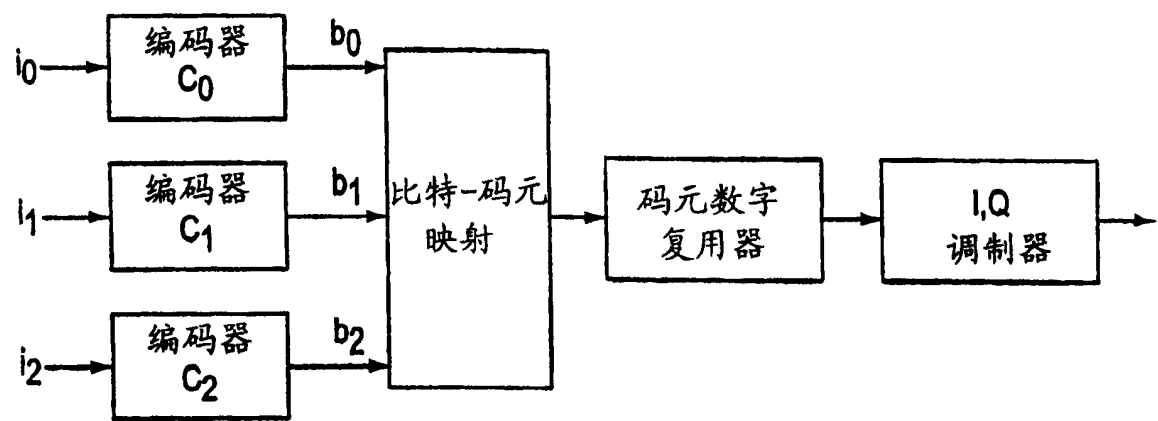


图 1
(现有技术)

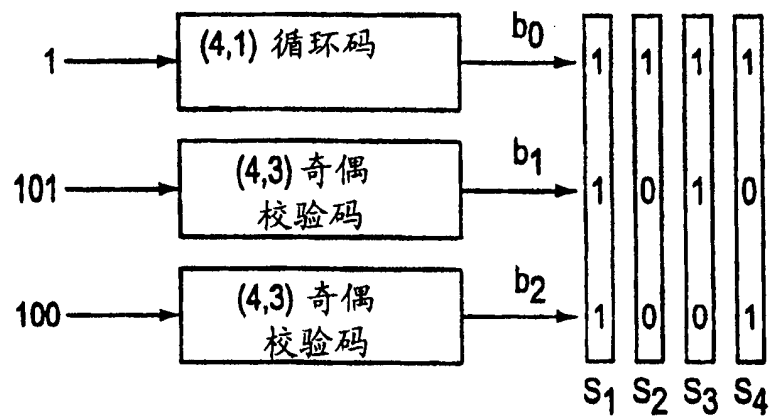


图 2A
(现有技术)

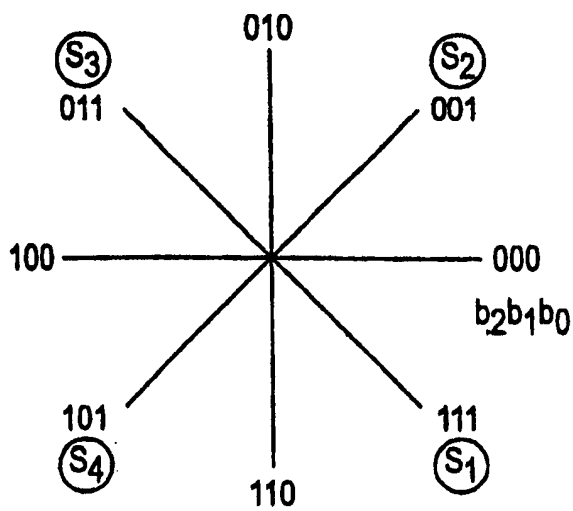


图 2B
(现有技术)

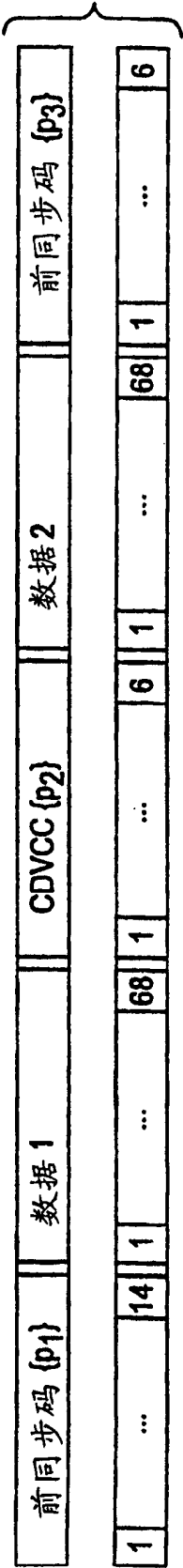


图 3

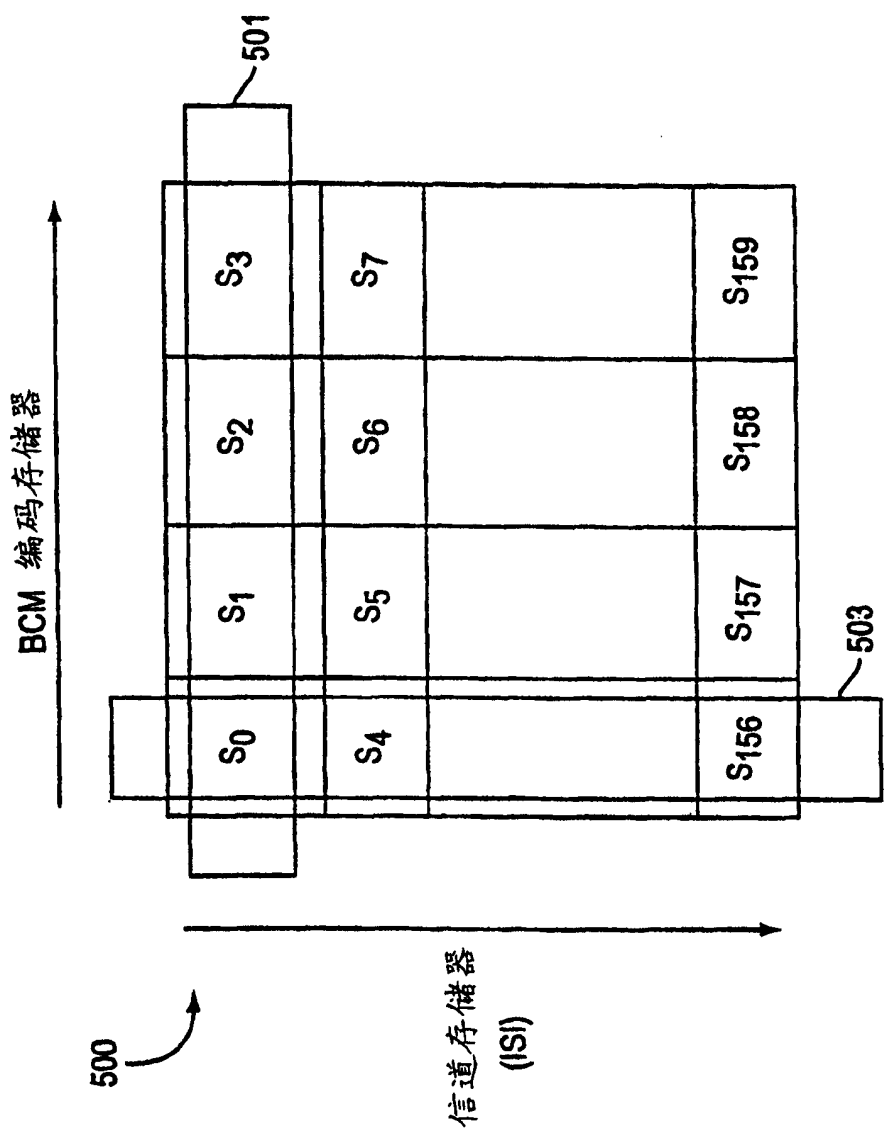


图 5

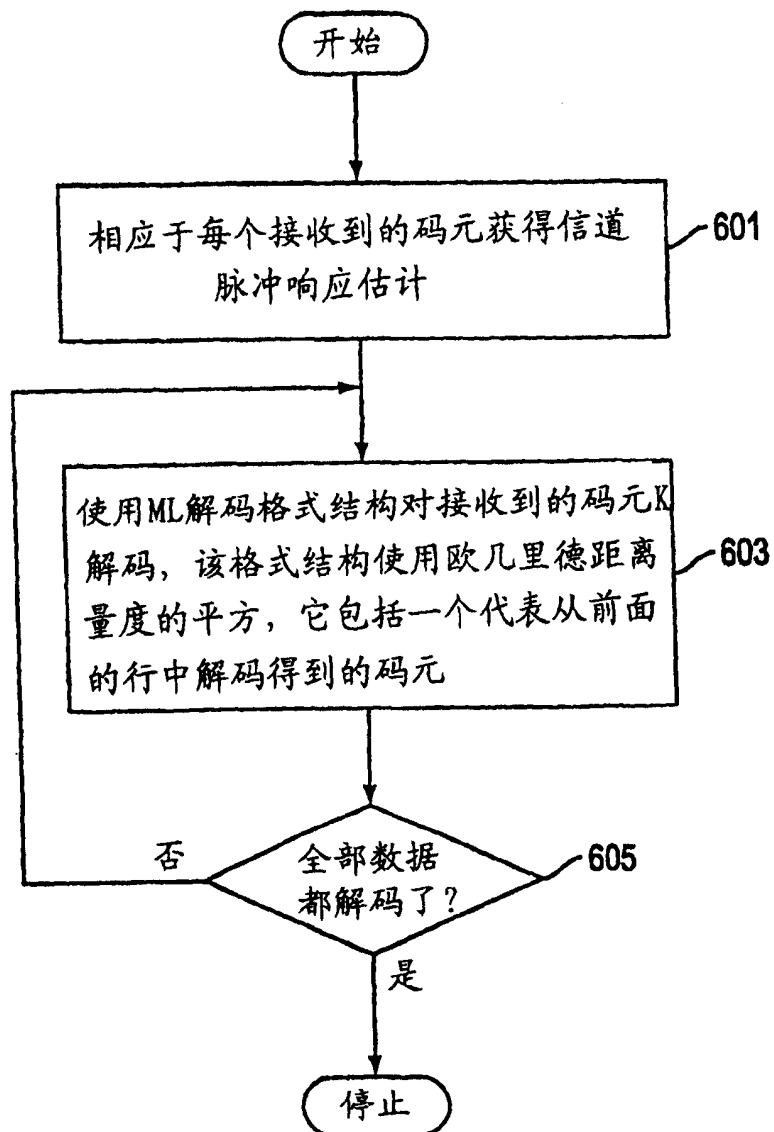


图 6

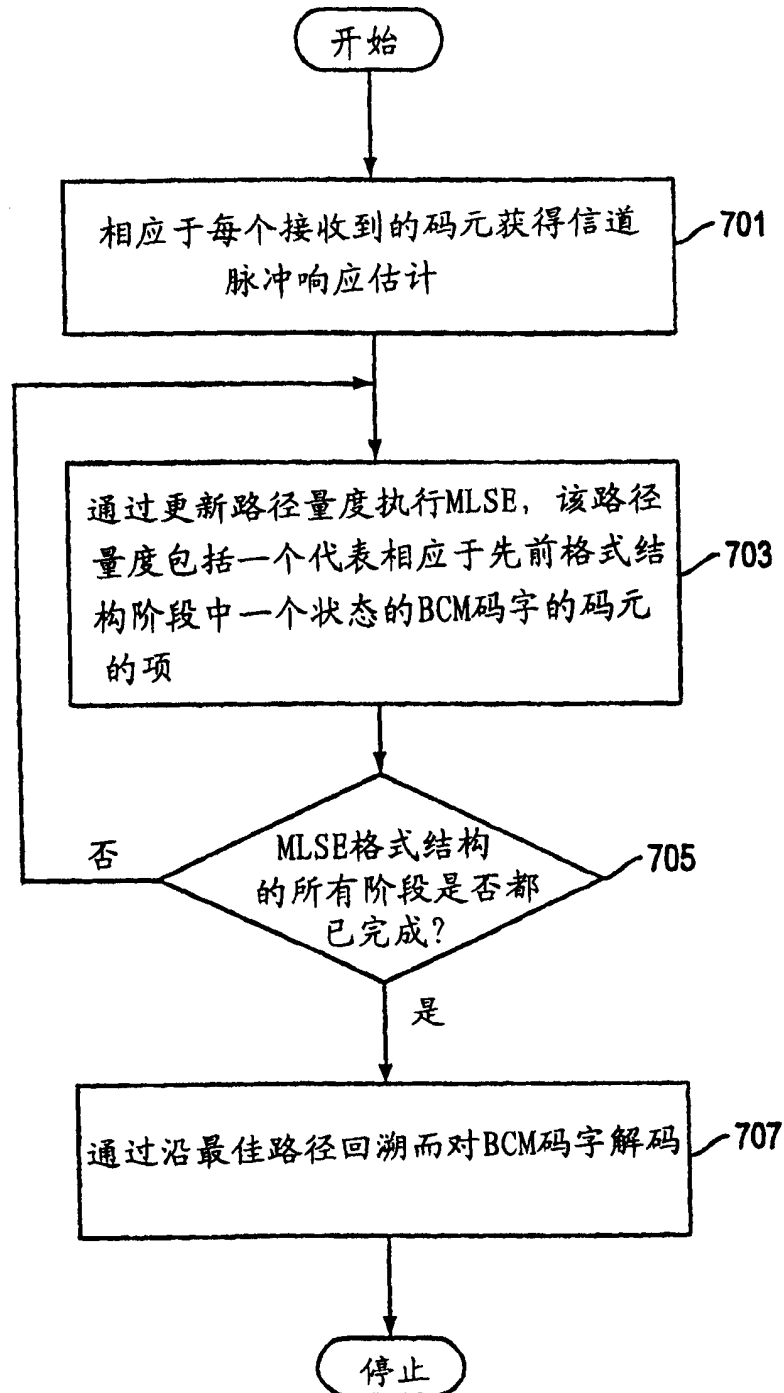


图 7

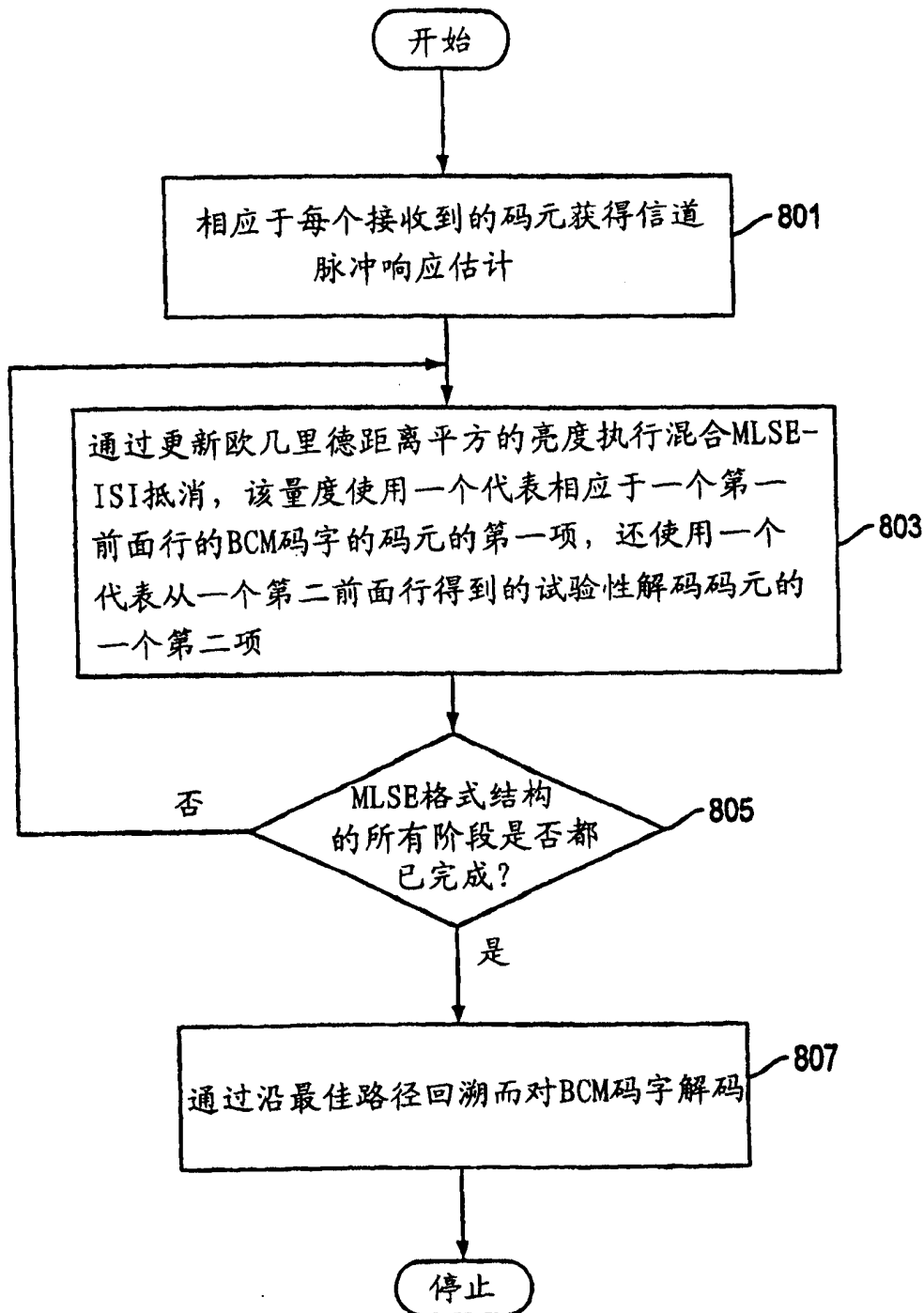


图 8