

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04J 13/02

H04L 27/30



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01142915.1

[45] 授权公告日 2004 年 9 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1168252C

[22] 申请日 1994. 11. 21 [21] 申请号 01142915. 1

分案原申请号 94118907. 4

[30] 优先权

[32] 1993. 11. 22 [33] US [31] 155557

[71] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 G·E·波同姆利

审查员 王智勇

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

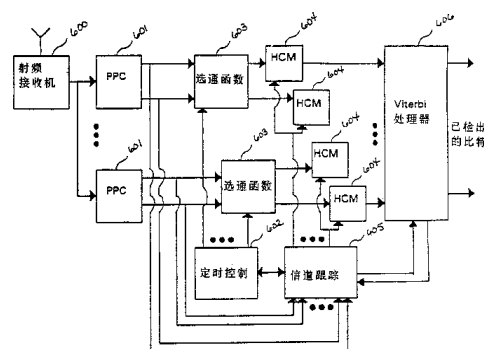
代理人 张志醒

权利要求书 3 页 说明书 35 页 附图 7 页

[54] 发明名称 解调码分多址信号的接收机和方法

[57] 摘要

解调码分多址信号的接收机和方法, 其中, 从接收信号中产生数据样本; 使样本与已知符号差序列相关, 以产生多个相关值; 对 CDMA 信号的每一个的每一条信号射线, 选定多个相关值之一; 估算多路径信道分支系数; 以及基于被选定相关值和信道分支系数, 判定发射信息符号序列。根据本发明, 考虑到在多路径时间扩散环境中这种信号的精确解调, 可以实现考虑或不考虑符号间干扰的、单个或多个信号的解调。



ISSN 1008-4274

1. 一种解调在多路径环中的至少一个 CDMA 信号的接收机，其特征在于，包括：
- 5 用来从所述接收信号中产生数据样本的装置；
 用来使所述数据样本与至少一个已知符号差序列相关，以便对
 每一个符号差序列产生多个相关值的装置；
 用来对至少所述每一个 CDMA 信号的每一条信号射线选定所述多
 个所述相关值之一的装置；
- 10 用来估算多路径信道分支系数的装置；以及
 用来基于所述被选定相关值和所述信道分支系数判定至少一个
 发射信息符号序列的装置。
2. 根据权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来
判定至少一个发射信息符号序列的装置包括 Viterbi 处理器。
- 15 3. 根据权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来
判定信息符号序列的装置只利用相应于至少一个 CDMA 信号的单个符
号周期的相关值。
4. 根据权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来
估算的装置还包括用来跟踪所述多路径信道分支系数中时间变化的
20 装置。
5. 根据权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来
判定至少一个发射信息符号序列的装置包括用来利用所述被选定相
关值和所述信道分支系数对所述至少一个 CDMA 信号进行去相关，以
便解出至少一个发射信息符号序列的装置。
- 25 6. 根据权利要求 5 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来
去相关的装置只利用相应于所述至少一个 CDMA 信号的一个符号周期
的相关值。
7. 根据权利要求 5 所述的接收机，其特征在于，其中所述接收

信号包括多个 CDMA 信号，它们被联合解调以便确定多个发射信息符号序列。

8. 根据权利要求 5 所述的接收机，其特征在于，其中所述用来去相关的装置还包括用于噪声加白的装置。

5 9. 一种解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于包括下列步骤：

 从接收信号中产生数据样本；

 使所述数据样本与至少一个已知符号差序列相关，以便对每一个符号差序列产生多个相关值；

10 对所述至少一个 CDMA 信号的每一个的每一条信号射线，选定所述多个所述相关值之一；

 估算多路径信道分支系数；以及

 基于所述被选定相关值和所述信道分支系数，判定至少一个发射信息符号序列。

15 10. 根据权利要求 9 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于，其中所述判定信息符号序列的步骤包括利用 Viterbi 处理器。

 11. 根据权利要求 9 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于，其中所述判定信息比特序列的步骤还包括只利用相应于所述至少一个 CDMA 信号的单个符号周期的相关值的步骤。

20 12. 根据权利要求 9 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于，其中所述估算的步骤还包括跟踪所述多路径信道分支系数中时间变化的步骤。

 13. 根据权利要求 9 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于，其中所述判定信息符号序列的步骤包括利用所述被选定的相关值和所述信道分支系数，对所述至少一个 CDMA 信号进行去相关，以便解出至少一个发射信息符号序列。

 14. 根据权利要求 13 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其

特征在于，其中所述用来去相关的步骤只利用相应于所述至少一个 CDMA 信号的一个符号周期的相关值。

- 5 15. 根据权利要求 13 所述解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于，其中所述接收信号包括多个 CDMA 信号，以及所述去相关步骤解出多个发射信息符号序列。

解调码分多址信号的接收机和方法

本申请是中国专利申请 CN-94118907.4 (申请日为 1994 年 11 月 21 日, 发明名称为“联合解调码分多址访问信号的系统和方法”)的分案申请。

技术领域

本发明一般涉及码分多址访问 (CDMA) 通信技术在蜂窝式无线电话通信系统中的应用, 特别涉及对带有多路径时间扩散的多个 CDMA 信号进行联合解调的接收机。

背景技术

自从第二次世界大战以来, CDMA 或扩展频谱的通信就已存在。其早期, 主要为军事应用。然而, 当前对于使用商用扩展频谱系统的兴趣正在增长。例如, 有数字蜂窝式无线电、陆上移动无线电、室内及室外个人通信网等。

美国及其它国家在商用蜂窝式电话业领域已有显著迈进。其在主要大城市中的增长已远远超出预计, 并且, 超过了系统的容量。如果这种趋势继续下去, 快速增长的影响很快就能达到甚至是最小的市场。为了满足增加容量的需要、保持业务的高质量以及避免价格上涨, 需要有革新的解决方法。

在全世界, 蜂窝系统中重要的一步是从模拟传输改变为数字传输, 同样重要的是, 为实现下一代蜂窝技术而选择有效的数字传输方案。而且, 普遍认为, 采用携带方便, 可在家里、办公室里、大街上、汽车里发出和接收通话的廉价、袖珍式无绳电话的第一代个人通信网 (PCN), 将由使用下一代数字蜂窝系统基础设施的蜂窝载波提供。这种新系统中所想要的一个重要特点是增大了的话务容量。

当前, 采用频分多址访问 (FDMA) 和时分多址访问 (TDMA) 的方

法来实现信道接入。在FDMA中，通信信道是单个的射频频带，信号发射功率集中于该射频频带内。利用只通过在特定频带内信号能量的带通滤波器来限制相邻频道的干扰。这样，对每一个信道指配一个不同的频率，系统的容量受限于可用频率的个数和对信道复用所加的限制。

在TDMA系统中，信道包括同一频率的、周期性时间间隔串的时隙。时隙的每一个周期称为一帧。把已知信号的能量限制在这些时隙中的一个内。利用定时门、或者利用只在适当时间通过所接收信号能量的其它同步元件来限制相邻信道的干扰。这样，对每一个信道指配一个不同的时隙，系统的容量受限于可用时隙的个数和对信道复用所加的限制。

利用FDMA或TDMA系统、或者FDMA/TDMA混合系统的目的是，保证两种可能的干扰不在同一时间占据同一频率。相反地，码分多址访问（CDMA）容许信号在时间和频率上重叠。这样，全部CDMA信号在频域或者时域内共享同一频谱，CDMA信号看来好像彼此重叠在一起。

CDMA通信技术有一些优点。由于宽频带CDMA系统具有诸如改善了的编码增益/调制密度、语音有效选通、分区、在每一个蜂窝内同一频谱的复用等特点，设计由CDMA构成的蜂窝式系统时，可使容量限制高达现有模拟技术的20倍。高比特率的解码器保证CDMA的语音传输质量优越、逼真。CDMA还提供可变的数据速率，这容许提供许多不同等级的声音质量。CDMA的加扰信号格式消除了串话，并使偷听和跟踪通话很难、很昂贵，这为通话人保证了较高的保密性，并对无线电假信号有较高的抗扰性。

在CDMA系统中，利用扩展频谱技术发射每一个信号。在原理上，把要发射的信息数据流加到比特率高得多、称为符号差序列

(signature sequence)的数据流上。符号差序列数据一般为二进制的，提供比特流。有一种产生符号差序列的方法是，利用伪噪声(PN)过程，这种过程看来是随机的，但是，利用合法的接收机可以重现。使信息数据流与高比特率的符号差序列流相乘，把这两种比特流组合起来，假定用+1或-1来表示这两种比特流的二进制值。较高比特率信号与较低比特率数据流的这种组合称为信息数据流信号的扩展。对每一个信息数据流或信号分配唯一的符号差序列。

用多个扩展信息信号例如通过双相移相键控(BPSK)调制射频载波，在接收机端，将它作为一个复合信号进行联合接收。在频率和时间方面，每一个扩展信号都重叠在其它全部扩展信号及相关噪声信号上。如果接收机是合法的，则复合信号与那些唯一的符号差序列之一相关，可把相应的信息信号分离出来和去扩展。如果采用正交相位移相键控(QPSK)调制，则符号差序列可能包括复数(具有实部和虚部)，实部和虚部用来调制频率相同、相位差 90° 的两个载波。

传统上，利用一个符号差序列表示一个比特的信息。接收该发射序列或其补码可指示出该信息比特是+1还是-1，有时表示为“0”或“1”。符号差序列通常包括N比特，每一比特称为一“片”。整个N片序列(或其补码)称为发射符号。传统接收机使接收信号与已知符号差序列的复数共轭值相关，产生出相关值。仅计算该相关值的实部。当形成大的正相关值时，检出“0”；当形成大的负相关值时，检出“1”。

上面提到的“信息比特”也可以是已编码的比特，此处所用的码是块或卷积码。还有，符号差序列可以比单个发射符号长得多，在这种情况下，利用符号差序列的子序列来扩展信息比特。

在很多无线电通信系统中，接收信号包括两个分量：I（同相）分量及Q（正交）分量。出现的原因是，由于发射信号有两个分量（例如，QPSK）；和/或，干预信道或缺少相干载波基准会致使发射信号分成I分量和Q分量。在利用数字信号处理的典型接收机中，对接收的I和Q分量信号取样，并对其每一个至少存储 T_c 秒，此处， T_c 为片的持续时间。

在移动通信系统中，在两个位置之间所发射的信号一般会受到例如因大楼或近处的山的反射所引起回波失真或多路径时间扩散的损害。当信号不止沿着一条路径、而是沿着很多条路径进入接收机，以致接收到具有不同并且随机变化的延时和幅度的很多回波时，出现多路径扩散。这样，当CDMA系统存在着多路径时间扩散时，接收机接收到多种形式的发射符号的复合信号，该多种形式已沿具有相对延时小于一个符号周期的不同路径（称为“射线”）传播。每一条可区别的“射线”具有某一相对的到达时间 mT_c 秒和N个I、Q片取样的跨距，因为每一个信号图像是一个N片序列。一般是使 $m=0$ ，这相应于到达最早的信号射线。还有，每一条射线具有某一幅度和相位，这由复数信道系数 $c(m)$ 来表示。

由于多径时间扩散，相关器输出n个小尖峰脉冲而不是一个大尖峰脉冲。为了检出发射符号（和恢复该信息比特），把接收的尖峰组合起来。这一般是利用RAKE（搜集）接收机来进行，这种接收机的命名是因其把全部多路径分量“搜集”到一起。

RAKE接收机的一般形式示于图1。在射频接收机100中，通过例如把接收的无线电信号与余弦波及正弦波混合和再把该信号滤波的方法，将其解调。对所形成的I、Q信号取样、量化、产生可视为复数

样本的 I、Q 片样本，该复数样本的实部为 I 样本、虚部为 Q 样本。使这种复数样本串行地通过相关器 101，相关器 101 使接收的复数样本与已知符号差序列的共轭值相关，产生复数相关序列。

选通函数 103 确定把哪些相关值用于检测。该选通函数 103 在定时控制器 102 所确定的那些瞬间使相关值通入半复数乘法器 (HCM) 104。上述那些瞬间对每个发射符号的每条射线出现一次，选通函数 103 在这些瞬间使相关值传送入半复数乘法器 104，该半复数乘法器 104 使复数相关值与适当的 RAKE 分支系数相乘，只计算乘积的实部。RAKE 的分支系数是信道跟踪器 105 提供的信道分支估算值的共轭值，该信道跟踪器 105 利用来自相关器 101 的相关值来估算信道分支的位置 (m 值) 和系数 ($c(m)$ 值)，累加器 106 把 HCM 的输出累加起来，把最后的和传送到门限器件 107 上，对每一个发射符号传送一次。如果输入大于门限值，门限器件 107 则检出二进制“0”；如果输入小于门限值，则检出二进制“1”。该门限值一般为零。

传统相关器 101 的详细操作示于图 2。把来自射频接收机的复数片样本传送到内部带抽头的延时线 200 上。还有一个带抽头的缓冲器 201，它存储已知的符号差序列或其复数共轭值。使每一个馈入带抽头延时线 200 的片样本与该符号差序列的共轭值相关。复数乘法器 202 把接收的样本与共轭的符号差序列相乘。把形成的复数积在复数加法器 203 中相加。把形成的相关值传送到选通函数 103 上，如图 1 所示。

假定满足几个条件，则传统的 RAKE 接收机也能给出良好的性能。第一个条件是，符号差序列的自相关函数是理想的，其中，符号差序列与其本身的移位不相关。如果不是这样，则不同射线之间会彼此干扰，这称为自干扰。第二个条件是，所要的信号的符号差序列与其它

CDMA信号符号差序列的各种移位形式之间的互相关值为零。如果不是这样，则其它CDMA信号会干扰所要的CDMA信号，使性能恶化。当另一个CDMA信号的功率比所要的CDMA信号大得多时，这是一个特别严重的问题，称为远-近问题（near-far problem）。第三个条件是，一个发射符号的反射信号与下一个发射符号是重叠的，由此引起的干扰应能忽略不计。如果不是这样，则所发射的符号将干扰过去和未来发射的符号，这一般称为符号间干扰（ISI）。

良好符号差序列组的设计理论表明，存在着阻止前两个条件同时满足的基本限制。因此，性能将受限于自干扰、其它信号干扰、以及ISI。对于在未经历多路径时间扩散的环境中其它信号干扰的问题已经作了研究。这称为无多路径的联合解调。注意到例如已有：IEEE Trans. Info. Theory vol. IT-32, PP.85-96, S. Verdù的《异步高斯多址访问信道中差错的最小概率》；IEEE Trans. Inform. Theory vol. 35, PP.123-136, Jan. 1989, R. Lupas和S. Verdù的《同步码分多址访问信道中线性多用户检波器》；以及IEEE Trans. Commun. vol. 38, pp. 496-508, Apr. 1990, R. Lupas和S. Verdù的《异步信道中多用户检波器的抗远-近性》。在这些研究中，提出了两种用于联合解调多CDMA信号的方法。

称为最大似然序列估算（无多路径）的第一种方法确定不带有多个多路径时间扩散的多个CDMA信号最可能的发射信息比特组。这示于图3。正如在RAKE接收机中那样，射频接收机300接收多个CDMA无线电信号，把这些无线电信号滤波、下变频到I、Q基带波形，把I、Q基带波形取样、量化，产生复数接收数据值。把这些复数接收数据值传送到多个相关器301上，其中，每一个相关器与一个特定的符号差序列相关。

然而，因为假定信道没有多路径时间扩散，所以，每一个发射符号仅保持一个相关值。定时控制器302确定被选定的、用于解调的那一个相关值，定时控制器302发信号通知选通函数303：在每一个发射符号的周期内每次通过一个值。因为不同的CDMA信号在时间上不可能对齐（即，是异步的），所以，各选通门未必在同一瞬间关闭。使这些相关值传送入判定算法器304，判定算法器304利用该信息判定每一个CDMA信道的发射比特序列。所用的算法为确定最可能信息比特序列的Viterbi算法。然而，应该注意到，这种接收机并不考虑多条信号射线，因为在每一个发射符号的周期内仅有一个相关值从选通函数通过；而且，这种接收机也不跟踪信道系数。

称为去相关接收机的第二种方法对不同CDMA信号进行去相关，使这些信号彼此不再干扰。这种方法遵循图3所示的同一种方法。在第一种方法与第二种方法之间唯一的区别在于所用的判定算法，这种判定算法示于图4。把来自选通函数（图3中，方框303）的相关值存储在缓冲器400中。当该缓冲器充满时，把这组相关值视为那些值的矢量。在矩阵乘法器401中，把该矢量乘以去相关矩阵。用于这一乘法的矩阵包括符号差序列的互相关值。该矩阵与该矢量之积为已去相关的检测统计值的矢量，每一个CDMA信号有一个矢量，这些矢量被馈入门限器件402中。这些门限器件产生检出的信息比特值。

这两种方法并未考虑多路径时间扩散的问题。这样，它们给出的是无多路径时间扩散时CDMA信号联合解调的方法。

近来，Wijayasuriya等人提出了一种预计用于多路径时间扩散的去相关接收机。参见Proc. Globecom '92 Orlando, FL, pp. 1331-1338, Dec. 1992, S. S. H. Wijayasuriya, G. H. Norton和J. P.

McGeehan的《DS-CDMA系统中多用户检测器的抗远-近滑动窗口去相关算法》；Electronics Letters, vol. 29, no. 4, pp. 395-396, 18, February 1993, S. S. Wijayasuriya、J. P. McGeehan 和 G. H. Norton的《DS-CDMA移动无线网络的搜集式去相关接收机》；以及43rd IEEE Vehicular Technology Conference, Secaucus, NJ, pp. 368-371, May 18-20, 1993, S. S. H. Wijayasuriya、J. P. McGeehan和G. H. Norton 的《作为DS-CDMA移动无线电快速功率控制的替换法的RAKE去相关》。在这些论文中，把去相关用于每一个信号多条射线的去相关上。然而，这些射线是非相干地组合起来的。这样，没有信道估算，而且，性能限制到非相干方法的性能。

另外，Zvonar和Brady提出了用于在多路径中联合解调的MLSE接收机和去相关接收机，关于MLSE接收机，见Twenty-sixth Annual Conf. on Information Sciences and Systems, Princeton University, March 1992, Z. Zvonar 和D. Brady的《异步多址访问多路径瑞利衰落中的最佳检测》。在这种接收机中，计算了在不同射线到达的瞬间与全符号差序列的相关值。把这些相关值以RAKE方式组合起来，给每一个用户一个已组合的信号，然后，使这些信号传送到判定算法中。这种方法的缺点在于，已组合的信号取决于未来和过去发射的符号，从而增加了判定算法的复杂性。

关于去相关接收机，见Milcom '92, San Diego, CA, Oct.11-14, 1992, Z. Zvonar和D. Brady 的《异步CDMA频率选择性信道的相干和差分相干多用户检测器》；Communication Theory Mini-Conference, Orlando, FL, Dec. 6-9, 1992, Z.Zvonar和D. Brady的《同步CDMA频率选择性瑞利衰落信道的次优多用户检测器》。在第一篇论文中，

假定用一个“无限视界”检测器，其后引出矩阵 F I R 滤波器，其后跟随一系列 I I R 滤波器，从而实现去相关。这种实现方法有两个缺点：1) 这种滤波是非因果关系的，因此，需要未来的数据值，2) 确定滤波器系数所需的工作量非常大，因为需要矩阵求逆。在第二篇论文中，只考虑了同步的信号，符号间干扰被忽略，而且，去相关是作为矩阵求逆而实现的。其缺点是，未考虑异步的信号，也未考虑符号间干扰。还有，矩阵求逆的成本可能很高，特别是当信道随时间变化时。最后，这两篇文章都没有把信道的影响（可能随时间而变化）与符号差序列相关性的影响（当信号停止或者新信号开始时，它才变化）分开。

这样，随着无线电通信要求的增长，提高了使无线通信系统性能和容量最佳化的要求。CDMA技术可使系统容量加大。为了在移动无线电环境中使CDMA的容量为最大，必须以有效的方法使其它信号的干扰、自干扰、以及 I S I 最小。现有的方法未能考虑全部这些问题。

发明内容

本发明的目的是以有效的方法解调在多路径时间扩散环境中的多个CDMA信号。

按照本发明，提供了一种解调在多路径环中的至少一个 CDMA 信号的接收机，其特征在于，包括：

用来从所述接收信号中产生数据样本的装置；

用来使所述数据样本与至少一个已知符号差序列相关，以便对每一个符号差序列产生多个相关值的装置；

用来对至少所述每一个 CDMA 信号的每一条信号射线选定所述多个所述相关值之一的装置；

用来估算多路径信道分支系数的装置；以及

用来基于所述被选定相关值和所述信道分支系数判定至少一个发射信息符号序列的装置。

按照本发明，还提供了一种解调至少一个 CDMA 信号的方法，其特征在于包括下列步骤：

从接收信号中产生数据样本；

使所述数据样本与至少一个已知符号差序列相关，以便对每一个符号差序列产生多个相关值；

对所述至少一个 CDMA 信号的每一个的每一条信号射线，选定所述多个所述相关值之一；

估算多路径信道分支系数；以及

基于所述被选定相关值和所述信道分支系数，判定至少一个发射信息符号序列。

在被称为在多路径中MLSE联合解调的、本发明第一示范性实施例中，根据对多个CDMA信号和所述信号回波的接收确定最可能发射的比特序列。在被称为在多路径中去相关解调的第二示范性实施例中，对多条CDMA信号射线去相关，以确定发射的比特序列。在被称为在多路径中伪MLSE联合解调的第三示范性实施例中，把MLSE方法用于接收信号与多个CDMA信号的相关值上。全部这三个示范性实施例可适于不排斥 ISI 的第一信号解调或者多信号解调。

不像在一个瞬间处理一个CDMA信号的传统RAKE接收机那样，根据本发明的示范性实施例可以把多个CDMA信号联合解调。还有，利用CDMA信号自相关函数的知识来改善性能，并且，考虑了一个发射符号与下一个发射符号的重叠。

不像无多路径时的联合解调那样，本发明示范性实施例利用多路径信道所引起的多信号图像的优点。而且，本发明的示范性实施例利用信号自相关函数和在各种移位下信号互相关值的知识。

对于那些熟悉这种技术的人来说，从下列描述结合附图一起阅读，可以很快了解本发明的这些和其它目的、特点和优点。

附图说明

图 1 为说明传统RAKE接收机的方框图；

图 2 为更详细地描述图 1 中相关器的方框图；

图 3 说明联合解调CDMA信号的传统系统；

图 4 为说明去相关接收机中的传统判定算法的方框图；

图 5 示出用来说明本发明的示范性接收信号；

图 6 为根据本发明采用在多路径中MLSE联合解调的示范性接收机方框图；

图 7 为示范性的可编程序部分相关器的方框图；

图 8 为根据另一示范性实施例，忽略了 ISI、具有在多路径中MLSE联合解调的接收机方框图；

图 9 为说明本发明在多路径时间扩散中去相关解调的示范性实施例的方框图；

图 10 为说明在多路径中去相关的流程图；以及

图 11 为根据本发明采用在多路径扩散中伪MLSE解调的示范性接收机方框图。

具体实施方式

为了提供对本发明的充分了解，在下列描述中，不是为了限制而是为了说明之目的，陈述了示范性实施例中诸如特殊电路、电路元件、

技术等方面的特定细节。然而，对熟悉这种技术的人来说，显然脱离这些特定细节的其他实施例也可以实现本发明。在其它情况下，省略对周知方法、器件、电路的详细描述，以及不致因描述不必要的细节而扰乱对本发明的描述。而且，虽然下列描述是关于包括便携式或移动式无线电话和/或个人通信网络蜂窝式通信系统的，但是，对于那些熟悉这种技术的人来说，应该了解，本发明也可用于其它通信应用。

本发明除了可用于出现在接收机上的多个或单一CDMA信号以外，还可用于出现在接收机上CDMA信号的特定子集上。例如，本发明可用于两个信号的联合解调，其中，一个为所需的发射信号、另一个为导引信号。另一方面，可以对所需信号和多个导引信号联合解调，其中，只要求某些导引信号用来帮助解调所要的信号。

本发明的第一示范性实施例在这里称为在多路径中的MLSE联合解调。根据这一示范性实施例，对多个CDMA信号确定最可能的信息符号序列。基本原理如下。假定，从过去的解调步骤中，对于每一个CDMA信号的每一条射线，可以得到信道分支系数的知识。于是，对于一组特定的假设信息符号值，就可以构成一个假设的接收信号。实际接收的信号与假设的接收信号之差为剩余信号，当假设得正确时，该剩余信号就是噪声信号。在假设中，如果对接收信号预计得最好，则使该剩余信号中的能量为最小。这样，这个方法就是求出使剩余信号中能量为最小的那一组信息符号序列。

这可用数学形式严格地表达出来。假定，有多个CDMA信号 X_i ，此处， i 为信号指数。假定，每一个信号通过一个基带等效的信道，其脉冲响应 $h_i(t)$ 由下式给出：

$$h_i(t) = \sum_m c_i(m) \delta(t - m T_c)$$

此处， T_c 为片周期， $C_i(m)$ 为信道分支系数， $\delta(t)$ 为狄拉克 δ 函数，当 $t=0$ 时，该 δ 函数不为零。信道分支系数可以包括发射机和接收滤波操作的影响。采用例如 New York : McGraw-Hill, 1989, J. G. Proakis的《数字通信》(第二版)中所述复数基带的信道模型， $C_i(m)$ 值为复数。每一片取样一次的接收信号由下式给出：

$$R(k) = \sum_i \sum_n b_i(n) \sum_m c_i(m) x_i(k-m-nN) + n(k)$$

此处， $n(k)$ 表示噪声序列； $b_i(n)$ 表示信号 i 的信息符号序列；且 $X_i(k)$ 表示信号 i 的符号差序列，即当 $k=0 \dots \dots N-1$ 时， $X_i(k)$ 不为零，此处， N 为该序列的长度。信息符号可以是二进制的(± 1)，四进制的($\pm 1, \pm j$)，或者具有其它某种多状态形式。还有，可以利用差分调制根据从一个符号周期到下一个符号周期时信息符号怎样变化把该信息存储起来。

假定接收机具的符号差序列 $X_i(k)$ 的知识，并能估算信道分支系数 $C_i(m)$ 。令 $b_{i,h}(n)$ 表示信号 i 的假设信息数据序列。对于一组特定的假设信息数据序列， $B_h = (b_{0,h}(n), b_{1,h}(n), \dots)$ ，假设的接收信号由下式给出：

$$R_h(k) = \sum_i \sum_n b_{i,h}(n) \sum_m c_i(m) x_i(k-m-nN)$$

剩余信号为差信号 $R(k) - R_h(k)$ 。剩余信号中的能量由下式给出：

$$J = \sum_k |R(k) - R_h(k)|^2$$

这样，为使解调最佳化，求出使总的标准度量(standard metric)

J 为最小的那一组信息序列，是合乎理想的。

应该指出，信道分支值 $C_i(m)$ 可以是随时间变化的，即随着 k 而

缓慢地变化。这样，严格地说，应该用 $C_1(m, k)$ 取代 $C_1(m)$ 。然而，假定这种变化相当慢，信道跟踪算法足以跟踪得上。

因为数据取样是顺序到达的，所以，成块地处理接收的数据，此处，每一块包括最早到达的信号射线的整个图像。这样，第 n 个接收的数据块仅受一直到 n 、且包括 n 的信息比特值的序列指数的影响（指数为 $n+1$ 、 $n+2$ ……的比特值不影响这些数据）。这种情况的一个例子示于图5。第一个信号，即信号0，具有带有信道系数 $C_0(0)$ 的、最早到达的射线。还存在着带有信道系数 $C_0(2)$ 的、延时了两个片周期的回波。第二个信号具有分别带有相对延时1和2以及信道系数 $C_1(1)$ 和 $C_1(2)$ 的两条射线。最后，第三个信号具有带有最大可能延时 $N-1$ 的单一射线。如果延时增大到 N ，则信息比特序列的指数 n 将增大，因此，相对延时实际上等于零。

Viterbi算法包括对相应于在比特瞬间 $n-1$ ($b_0(n-1)$, $b_1(n-1)$, ……)时的假设信息符号值的过去状态进行修正，给出相应于在比特瞬间 n ($b_0(n)$, $b_1(n)$, ……)时的假设信息符号值的当前状态。这假定了多路径时间扩散延时的散布小于1个符号周期，这是为了说明的目的而做的假定。如果情况不是这样，则过去的状态将取决于比特瞬间 $n-2$, $n-3$ ……等。

对于每一个当前的状态，Viterbi算法考虑可能的以前的状态。对于每一种可能性，形成一个候选的度量，该候选度量是以前状态的累积度量加上相应于以前和当前假设状态的 δ 度量。取决于度量是怎样定义的，从而可以是最大或最小的候选度量变成为当前状态的累积度量。还有，导致这一新累积度量的以前状态成为该当前状态的前趋状态。用这种方法把当前状态与过去状态连接起来。在某一点上，确

定了具有最佳度量的当前状态，把前趋状态链用于确定最佳假设的比特序列。

把 $R_n(k)$ 的表达式代入 J 的表达式，给出在多路径中MLSE联合解调的示范性接收机的操作。如上所述，可以把这些操作分成为几组数据块操作。不需进一步简化，信道分支的估算值和假设的比特值将用于在一个接收数据块 $R(k)$ 上产生假设的接收值 $R_n(k)$ 。在该数据块上估算出来 J 的表达式将产生一个块或 δ 度量。

数据块操作可以通过一般化的非周期相关函数来表达。序列 $a(k)$ 与 $b(k)$ 的标准非周期相关值由下式给出：

$$C_{a,b}(m) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-m} a(j) b^*(j+m); & 0 \leq m \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+m} a(j-m) b^*(j); & -(N-1) \leq m < 0 \\ 0 & ; \quad |m| \geq N \end{cases}$$

此处，*表示复数共轭值。对于这些项中的某些项，必须把对 j 的求和进行截尾。对于这些项，采用一般非周期相关值：

$$C_{a,b}(m, S, J) = \begin{cases} \sum_{j=S}^J a(j) b^*(j+m); & 0 \leq m \leq N-1 \\ \sum_{j=S}^J a(j-m) b^*(j); & -(N-1) \leq m < 0 \\ 0 & ; \quad |m| \geq N \end{cases}$$

注意，标准非周期相关函数是一般相关函数的一个特定情况，此处，

$s = 0$ ，且 $f = N - 1 - |m|$ 。

形成的块或 δ 度量由下式给出：

$$\begin{aligned}
 J(\text{第 } n \text{ 块}) &= \sum_k |\tau(k)|^2 \\
 &- 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_m c_i^*(m) [b_{i,h}(n-1) C_{r,x_i}(N-m) + b_{i,h}(n) C_{r,x_i}(-m)] \right] \\
 &+ \sum_i C_{x_i,x_i}(0) \sum_m |c_i(m)|^2 \\
 &+ 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_m \sum_{\substack{p \\ p > m}} c_i(m) c_i^*(p) [C_{x_i,x_i}(-(p-m)) + b_{i,h}(n-1) b_{i,h}(n) C_{x_i,x_i}(N-(p-m))] \right] \\
 &+ 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_{\substack{j \\ j > i}} \sum_m \sum_p c_i(m) c_j^*(p) K \right]
 \end{aligned}$$

此处，

$$\begin{aligned}
 K &= b_{x_r,h}(n-1) b_{x_r,h}(n-1) C_{x_r,x_j}(m-p, N-q, N-1-|m-p|) \\
 &+ b_{x_r,h}(n-1) b_{x_r,h}(n) C_{x_r,x_j}(-(N-(m-p))) \\
 &+ b_{x_r,h}(n) b_{x_r,h}(n-1) C_{x_r,x_j}(N-(p-m)) \\
 &+ b_{x_r,h}(n) b_{x_r,h}(n) C_{x_r,x_j}(m-p, 0, N-1-q)
 \end{aligned}$$

$q = \max\{p, m\}$ ，且，

$r(k)$ 是数据块 $R(nN)$ to $R(nN + N - 1)$

当把 δ 度量加到以前累积的度量上时，下一个步骤是对每一个新状态求出使新累积的度量为最小的假设。

通过把对所有假设通用的项忽略的方法，可以把 δ 度量简化。通过把其余度量求反，可以得到下列要使其和为最大的 δ 度量：

$$J' \text{ (第 } n \text{ 块)} = B - C$$

此处，

$$B = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_m c_i^*(m) [b_{i,h}(n-1) C_{r,x_i}(N-m) + b_{i,h}(n) C_{r,x_i}(-m)] \right]$$

$$C = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_m \sum_{\substack{p \\ p > m}} c_i(m) c_i^*(p) [b_{i,h}(n-1) b_{i,h}(n) C_{r,x_i}(N-(p-m))] \right]$$

$$+ 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_{\substack{j \\ j > i}} \sum_m \sum_p c_i(m) c_j^*(p) K \right]$$

此处， k 已在上面给定。注意到，项 B 是接收数据与已知符号差序列的非周期相关函数，而项 C 不是该数据的函数。还有，度量并不取决于未来的信息符号值，例如 $b_{i,h}(n+1)$ 。这就有减小复杂性的优点，因为在Viterbi算法中的状态个数减少了。

一种根据上述操作的示范性接收机示于图 6。射频接收机600接收多个在多路径中的CDMA信号。该接收机把复合信号滤波，并且，利用例如余弦和正弦函数将其下变频到基带，给出复数取样数据。接收信号的数字化例如可采用对数-极坐标的信号处理来完成，这种处理在这里引为参考，颁发给Paul W. Dent，标题为《对数-极坐标信号处理》的第5048059号美国专利中作了描述。把这些数据样本传送到多个可编程序部分相关器（PPC）601上，该可编程序部分相关器601计算数据与符号差序列的非周期相关值。每一个PPC与不同的符号差

序列相关。对于相对于最早到达射线的每一个延时 m ，PPC计算两个非周期相关值： $C_{r,x_i}(N-m)$ 和 $C_{r,x_i}(-m)$ 。定时控制器602控制PPC内的数据分块（到PPC的控制线图上未示出）。

选通函数603确定每一次移位使多个非周期相关值中的哪两个传送入半复数乘法器（HCM）604，该半复数乘法器604计算复数相关值与由信道跟踪器605提供的复数信道分支估算值的共轭值之复数积的实部。然后，使这些实数积送入Viterbi处理器606，该Viterbi处理器606利用这种信息计算对各种假设的 δ 度量，并确定新状态的累积度量。定时控制器602控制选通函数603。信道跟踪器605接收来自PPC 601的相关值，并接收来自定时控制器602的定时信息，这容许该信道跟踪器605跟踪随时间变化的信道。

Viterbi处理器606还利用各种信号的非周期自相关函数和互相关函数的知识。Viterbi处理器606最终提供全部CDMA信号的信息符号序列的估算值。如熟悉这种技术的人们所周知的那样：从Viterbi处理器还能如何提取软信息。软信息指的是，传送到例如卷积解码器上的数值不是 ± 1 而是 $\pm a(n)$ ，对于具有较大置信度的值， $\pm a(n)$ 将变成为较大的值。这种软信息可用于改善解码器的性能。软信息的计算可能需要计算接收数据块中的能量，并且，使其数值送入Viterbi处理器。

可编程序部分相关器（PPC）的一种示范性实现方案示于图7。把来自射频接收机的复数片样本传送到两个内部带抽头的缓冲器700之一上。定时器（图6中的602）向数据开关707发信号来控制两条带抽头的延时线中填充哪一条。用这种方法，在处理一个数据块的同时，馈入下一个数据块。多路转换开关702使来自被填充满了的（即，

即将被处理的)内部带抽头的缓冲器的数值通过。还有一个带抽头的环形移位寄存器701,该环形移位寄存器701存储已知的符号差序列或其复数共轭值。

一旦得到了一个块,即,带抽头的缓冲器之一被填充满了,就可以计算非周期相关值了。非周期相关值是成对计算的,对于环形移位寄存器701每一次移位,为一对。对于每次移位,即0、1、2,等等,多路转换开关702提供片样本,利用复数乘法器(CM)703把片样本乘以环形移位寄存器701的值。对于移位 m ,把最左的 m 个乘积传送到第一加法器704上,第一加法器704把这些乘积相加,产生非周期相关值 $C_{r,x_i}(N-m)$ 。把其余的乘积传送到第二加法器705上,第二加法器705把这些乘积相加,产生 $C_{r,x_i}(-m)$ 。开关706控制关于把哪些乘积传送到哪个加法器上的判定。把部分或非周期相关值传送到选通函数603上,如图6所示。一旦计算出这两个部分相关值,环形移位寄存器701就右移一位,计算这时的部分相关值。以上描述简单地提供了一个可以怎样实现PPC功能的例子。熟悉这种技术的人们很快将意识到可以用其它方法来实现。

熟悉这种技术的人们还将意识到,有一些信道跟踪方法可用于信道跟踪器605上,然而,为了完整起见,这里给出一个例子。仅仅为了信道跟踪之用,在Viterbi方法中,可以把更新的判定延时(updd)用于判定在 $n' = n - \text{updd}$ 瞬间过去的某些发射符号值。利用这些判定值,可以构成误差信号(该误差信号简单地是接收数据与该判定符号值之差),并能预测估算的信道分支系数。标准自适应滤波器可以利用这种误差信号来改善对信道分支系数的估算。如果需要,可以利用一种预测结构来克服由更新的判定延时而引入的延时。

对于熟悉这种技术的人们来说，显然，通过忽略或近似上述某些计算，可以得到不太复杂但某种性能有所恶化的接收机。下面考虑两种这样的近似。

在第一种示范性近似中，忽略了引起 ISI 的相邻符号的影响。如果相对于序列长度 N 来说延时 m 较小，则这是一种相当精确的近似。在这种情况下，不是对每一条射线计算两个部分相关值；而是对每一条射线接收机计算数据与符号差序列的一个全相关值，这正如例如在传统 RAKE 接收机中所作的那样。然而，不像传统 RAKE 接收机那样，而是把多个 CDMA 信号联合解调，并且利用符号差序列的自相关函数和互相关函数。

结果，成本函数 J 变成为：

$$\begin{aligned}
 J(\text{第 } n \text{ 块}) &= \sum_k |r(k)|^2 - \sum_i b_{i,h}(n) 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m c_i^*(m) C_{r,i}(-m, 0, N-1) \right] \\
 &\quad + \sum_i C_{r,i}(0) \sum_m |c_i(m)|^2 \\
 &\quad + 2 \operatorname{Re} \left[\sum_i \sum_m \sum_{\substack{p \\ p > m}} c_i(m) c_i^*(p) C_{r,i}(m-p) \right] \\
 &\quad + \sum_i \sum_{\substack{j \\ j > i}} b_{i,h}(n) b_{j,h}(n) 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_p c_i(m) c_j^*(p) C_{r,i}(m-p) \right]
 \end{aligned}$$

此处， $r(k)$ 现在是数据块 $R(nN) \sim R(nN + N + d - 1)$ ，且， d 等于相对于最早到达射线的最大回波延时。

另一方面，把对所有假设通用的项加以忽略、并且，把其余的度量求反，就给出下列要使其和为最大的度量：

$$J' \text{ (第 } n \text{ 块)} = B - C$$

此处，

$$B = \sum_i b_{i,h}(n) \operatorname{Re} \left[\sum_m c_i^*(m) C_{r,x_i}(-m, 0, N-1) \right]$$

$$C = \sum_i \sum_{\substack{j \\ j>i}} b_{i,h}(n) b_{j,h}(n) \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_p c_i(m) c_j^*(p) C_{x_i,x_j}(m-p) \right]$$

注意到，项 B 是所接收的数据与已知符号差序列的相关函数，而项 C 不是该数据的函数。还有，该度量并不是假设的过去信息比特值的函数。这样，不需要 Viterbi 算法了。相反地，对于符号瞬间 n 的多个信号，考虑这组信息符号值的全部假设，并且，确定使 J' 度量为最大的那一组符号值。

一种根据这些原理操作的示范性接收机示于图 8。射频接收机 800 接收多个在多路径中的 CDMA 信号。该接收机把复合信号滤波，并且，利用例如余弦函数和正弦函数将其下变频到基带，给出复数取样数据。把这些数据样本传送到多个相关器 801 上，该相关器 801 计算数据与符号差序列的相关值。每一个相关器与一个不同的符号差序列相关。

定时控制器 802 指示选通函数 803 要处理哪些相关值。对于每一个 CDMA 信号，对每一条信号射线处理一个相关值。选通函数 803 使相关值传送入半复数乘法器 (HCM) 804，该半复数乘法器 804 计算相关值与由信道跟踪器 805 提供的信道估算值之积的实部。然后，使这些实数积送入度量处理器 806，该度量处理器 806 利用这种信息计算对各种信息符号假设的度量。

信道跟踪器 805 接收来自定时控制器 802 的定时信息和来自度量处

理器806的已检出的符号信息。这容许跟踪器跟踪随时间变化的信道。

度量处理器806还利用各种信号的非周期自相关函数和互相关函数的知识。度量处理器806最终提供全部CDMA信号信息符号序列的估算值。对于熟悉这种技术的人们来说，将周知还能怎样从度量处理器提取软信息。软信息的计算可能需要计算接收数据块中的能量，并且，使其数值送入度量处理器。

另一个示范性实施例作了简化，其中，只解调一个CDMA信号，即所要的信号。这是单一的信号解调器，但是，考虑了该信号的自相关函数和 I S I 的影响，而在传统RAKE接收机中，情况就不是这样。如前所述，利用Viterbi算法求出最可能的发射符号序列。

因为只考虑一个信号，所以，省略下标*i*。于是，一般度量变成为：

$$\begin{aligned}
 J(\text{block } n) &= \sum_k |r(k)|^2 - 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m c^*(m) [b_a(n-1) C_{rx}(N-m) + b_a(n) C_{rx}(-m)] \right] \\
 &\quad + C_{xx}(0) \sum_m |c(m)|^2 \\
 &\quad + 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_{\substack{p \\ p > m}} c(m) c^*(p) [C_{xx}(-(p-m)) + b_a(n-1)b_a(n) C_{xx}(N-(p-m))] \right]
 \end{aligned}$$

此处， $r(k)$ 现在是数据块 $R(nN) \sim R(nN+N-1)$ 。

当把 δ 度量加到以前累积的度量上时，目标是使相加的度量为最小。

另一方面，把对所有假设公用的项加以忽略、并且，把其余的度量求反，得到下列要使其和为最大的度量：

$$J' \text{ (第 } n \text{ 块)} = B - C$$

此处

$$B = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m c^*(m) [b_A(n-1) C_{r,x}(N-m) + b_A(n) C_{r,x}(-m)] \right]$$

$$C = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_{\substack{p \\ p > m}} c(m) c^*(p) [b_A(n-1) b_A(n) C_{x,x}(N-(p-m))] \right]$$

注意到，项 B 是接收数据与已知符号差序列的非周期相关值，而项 C 不是该数据的函数。

所形成的接收机（未示出）类似于图 6 所示的。例如，在这里，不是多个信号链，而是有一个包括单个 PPC 601、单个选通函数 603 以及两个 HCM 604 的信号链。

根据本发明的、在这里称为在多路径中去相关解调的第三个示范性实施例，对多个 CDMA 信号确定新的信道分支值和信息符号值，这些值精确地预测接收信号与符号差序列共轭值的相关值。其基本方法是，依据已知数（自相关值和互相关值）、实测值（接收数据与符号差序列的相关值）、未知数（信息符号值和新的信道分支系数）写出一组方程式。然后，解这组方程式，确定新的信道分支系数和检出的信息符号值。

开始时，测量接收数据各个部分与已知符号差序列共轭值的相关值。像 RAKE 接收机那样，对信号射线确已到达的那部分数据，执行相关值测量。这一实测的相关值以 $Q_{r,x_i}(d)$ 表示，其定义为：

$$Q_{r,x_i}(d) = \sum_{k=0}^{N-1} R(d+k) x_i^*(k)$$

对于给定的比特周期 n_0 、给定的信号 p 、给定的具有延时 m_0 的射线，计算相关值 $Q_{r,x_p}(n_0N+m_0)$ ，以便对信号 p 收集射线 m_0 在比特持续期间 n_0 内的能量。

假定接收信息包括多个信号，每一个信号具有多条射线。虽然这些信号是在存在着噪声的情况下接收的，但是，去相关接收机并未把噪声模型化。这样，示范性方法是基于对其已模型化的接收数据序列，即：

$$R(k) = \sum_i \sum_n b_i(n) \sum_m c_i(m) x_i(k-m-nN)$$

此处， $b_i(n)$ 是第 i 个信号的第 n 个信息符号， $c_i(m)$ 是第 i 个信号的第 m 条射线或者信道分支系数， $x_i(k)$ 是第 i 个信号的符号差序列。

利用接收信号的这一表达式，可以使测量值 $Q_{r,x_p}(n_0N+m_0)$ 与比特值、信道分支系数、非周期相关值相关。这就给出：

$$Q_{r,x_p}(n_0N+m_0) = \sum_i \sum_n \sum_m C_{x_r,x_p}(m-m_0+(n-n_0)N) [b_i(n) c_i(m)]$$

这提供了一个使已知测量值和已知非周期相关值与括号内未知数相关的方程式。

这样，在原理上，对于给定的比特周期 n_0 ，在不同射线到达的瞬间 m_0 时，可以使接收数据与不同的符号差序列 $x_p(k)$ 相关。这导致一组可用来解出未知数的方程式，该未知数表示为 $Y_i(n, m)$ ，它应该是乘积 $b_i(n) c_i(m)$ 的估算值。因为从一个符号到另一符号时，信道分支并无很大变化，所以，把以前的或预测的信道分支值与 $Y_i(n, m)$ 所作的比较应该指出信息符号值。可以按照像RAKE那样的方式把来自多信道分支的结果组合起来，给出检出的统计值：

$$z_i(n) = \sum_m y_i(n,m) c_i^*(m)_{pred}$$

可以利用它形成检出值 $b_i(n)_{det}$ 。例如，如果信息符号是二进制的，则

$$b_i(n)_{det} = \text{sgn}\{\text{Re}\{z_i(n)\}\}$$

如果采用差分调制，即可形成下列差分检出统计值：

$$z_i = z_i(n) z_i^*(n-1)$$

然而，不像传统RAKE接收机那样，首先要求出 $Y_i(n, m)$ 项的去相关过程。

因为当移位大于 $N-1$ 或小于 $-(N-1)$ 时，射线到达时间的差 $m-m_0$ 在 $[-(N-1), N-1]$ 的范围内，且非周期相关值为零，所以，可以把对于 n 求和限制到 n_0-1, n_0, n_0+1 的范围内。从本质上讲，实测的相关值仅是当前、以前、和下一个发射符号的函数。这给出：

$$Q_{r,x}(n_0N + m_0) = \sum_i \sum_{n=n_i-1}^{n_i+1} \sum_m C_{x,r,x}(m-m_0 + (n-n_0)N) y_i(n,m)$$

因为这个方程式包括以前、当前、下一个符号值，并且处理是按时间顺序进行的，所以绝没有足够的方程式来解括号内的项。换句话说，方程式全都与过去的方程、未来的方程联立。然而，有一些求近似解的方法，例如在 Proc. Globecom '92, Orlando, FL, pp. 1331-1338, Dec. 1992, S. S. H. Wijyasuriya, G. H. Norton 和 J.P. McGeehan 的《DS-CDMA系统中多用户检测器的抗远近滑动窗口去相关算法》中所讨论的那些方法。

一种根据上述操作的示范性接收机示于图9。射频接收机900接收多个CDMA无线电信号，把这些无线电信号滤波、下变频到I、Q基带波形，把I、Q基带波形取样、量化，产生复数接收数据值。把这些复数接收数据值传送到多个相关器901上，其中，每一个相关器与一个特定的符号差序列相关。假定信道有多路径时间扩散，因此，每一个发射符号保持多个相关值。定时控制器902确定被选定的、用于解调的那些相关值，定时控制器902发信号通知选通函数903，以便在每一个发射符号的周期内、对每一条信号射线而言，一次通过一个值。因为不同的CDMA信号在时间上不可能对齐（即，是异步的），所以，各选通门未必在同一瞬间关闭。将这些相关值送入判定算法器904，判定算法器904利用该信息判定每一个CDMA信道的发射符号序列。信道跟踪器905接收来自每一个相关器901的多个相关值，信道跟踪器905利用这些相关值估算和跟踪信号射线的位置与信道分支系数值。

这种示范性接收机有几个优点。第一，它利用信道分支的知识进行去相关射线的相干组合。第二，它不需要非因果关系的滤波。第三，它允许用于异步信号和考虑了符号间干扰。最后，去相关步骤利用信号的互相关特性，而射线组合步骤利用信道特性。这样，这两种特性保持独立，容许二者彼此独立地进行自适应。

一种可利用判定器904执行的示范性方法示于图10。在方框1000，接收来自选通函数903的相关值，并将其存储起来。然后，当得到个数足够的相关值时，对某一比特周期 n ，解这个方程组，在方框1002中，给出 $Y_i(n, m)$ 。利用从信道跟踪器905接收的信道分支系数的知识，在方框1004中对全部 i 值（即，对全部信号）检出符号 $b_i(n)$ 。这意味着，在方框1006中确定了新的信道分支系数的测量值，并且将

其馈入信道跟踪器905。

熟悉这种技术的人们将意识到，有一些信道跟踪方法可用于信道跟踪器905上，然而，为了完整起见，这里给出一个例子。在判定器中，解出量 $Y_i(n, m)$ 。一旦确定了符号值 $b_i(n)$ ($b_i(n)$ 可能需要某一判定延时)，则信道分支 $C_i(m)$ 的新估算值由 $Y_i(n, m) / b_i(n)$ 给出。如果假定数值 $b_i(n)$ 为二进制的，就可以用乘法来取代除法。这样，为了把新估算值与以前的估算值加以平均，可以利用简单的指数平滑滤波器。

可以把噪声加白技术 (noise whitening techniques) 用于与特定信号有关的、已去相关的射线值上。在这里引为参考的、Communication Theory-Mini-Conference, Orlando, FL, Dec. 6-9, 1992, Z. Zvonar和D.Brady的《同步CDMA频率选择瑞利衰落信道的次优多用户检波器》中讨论了用于噪声加白的方法。这样，在进行组合处理以前，可以使与特定 i (即，特定的用户) 和特定 n (即，特定的符号周期) 有关的量 $Y_i(n, m)$ 在判定器904中通过噪声加白处理，因此，对该组合处理要加以修改。

还有，可以把最小均方估算 (MMSE) 技术用于可能的增强去相关过程中。在IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, pp. 683-690, May 1990, Z. Xie、R. T. Short和C. K. Rushforth的《相干多用户通信中的次优检波器系列》中给出了无多路径时间扩散时MMSE技术的一个例子。有多路径时间扩散时，通过把正比于噪声功率的值加到 $C_{x_i, x_p}(m - m_0 + (n - n_0)N)$ (对此， $m = m_0$, $n = n_0$, $i = p$) 项上，即，通过把一个值加到每一个方程式的相关项之一上，仍可使用这种技术。这里假定，噪声是具有平坦频谱的

白噪声。如果情况不是这样，为了考虑噪声是相关的，可以把一些数值加到其它项上。

以与类似于第一示范性实施例所讨论的情况，对于熟悉这种技术的人们来说，显然，通过忽略或近似上述某些计算，可以得到不太复杂但某种性能有所恶化的接收机。下面考虑三种这样的近似。

另一方面，在某些情况下，引起 I S I 的相邻符号的影响可以忽略。如果相对于序列长度 N 来说延时 m 较小，这就提供一种相当良好的近似。在这种情况下，对第 n_0 个发射符号所进行的测量给出为解多个 CDMA 信号的第 n_0 个发射比特所需的足够个数的方程式。每一个方程式有下列形式：

$$Q_{r_x}(n_0 N + m_0) = \sum_i \sum_m C_{r_x}(m - m_0) y_i(n_0, m)$$

此处， $Y_i(n_0, m)$ 是能给出 $b_i(n_0) C_i(m)$ 的估算值的、要解的未知数。这样，对于给定的 n_0 ，可以通过解未知数 $Y_i(n_0, m)$ 的一组方程式，以及接着利用检出统计值

$$z_i(n_0) = \sum_m y_i(n_0, m) c_i^*(m)_{pred}$$

来解符号 $b_i(n_0)$ 。一种用来执行这一过程的示范性接收机可以具有类似于图 9 所示的结构。

对于第二种近似，不是采取忽略 I S I，而是忽略其它 CDMA 信号。这给出单一的信号检波器。除了例如这里只有一个相关器 901 和一个选通函数 903 以外，以这种方式操作的示范性接收机的结构类似于图 9 所示的。要解的方程式有下列形式：

$$Q_{r,x}(n_0N + m_0) = \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} \sum_m C_{x,x}(m-m_0 + (n-n_0)N) y_p(n,m)$$

此处，要解的未知数是给出 $b_p(n)$ 和 $C_p(m)$ 的估算值的 $Y_p(n, m)$ 。

最后，通过把第一种和第二种近似一起利用，得到第三种近似。这是忽略了 ISI 的单一信号检波器。结果，可以写出一组去相关方程式，这组去相关方程式可以解出在比特瞬间 n_0 的信息比特。对于每一条信号射线，有一个下列形式的方程式：

$$Q_{r,x}(n_0N + m_0) = \sum_m C_{x,x}(m-m_0) y_p(n_0, m)$$

对于不同的射线 m ，利用这组方程式解 $Y_p(n_0, m)$ 。接着，如前所述，用下式形式检出统计值：

$$z_i(n_0) = \sum_m y_i(n_0, m) c_i^*(m)_{pred}$$

本发明的第四个示范性实施例在这里称为在多路径中的伪MLSE解调。根据这一实施例，对多个CDMA信号确定最可能的信息比特序列，假定所提供的数据为带噪声的相关值。实际上，因为在相关以前，噪声就叠加上去，所以伪MLSE方法不可能像MLSE方法一样地执行。然而，伪MLSE可能较易实现。

基本原理如下。假定，从过去的解调步骤中，对于每一个CDMA信号的每一条射线可以得到信道分支系数的知识，那么，对于一组特定的假设信息符号值就可以构成假设的相关值。实测相关值与假设相关值之差为剩余信号，当假设得正确时该剩余信号就是典型的噪声信号。假设时，如果对相关值预计得最好，就使该剩余信号中的能量为最小。

这样，这个方法是求出使剩余信号中能量为最小的那一组信息符号序列。

相应于信号射线的相关值是这样的“数据”，该“数据”因附加了白色高斯噪声而被假定为不可靠的。这样，将该“数据”模型化为：

$$Q_{r,x}(n_0N + m_0) = z(n_0N + m_0) + \sum_i \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} \sum_m C_{r,x}(m - m_0 + (n - n_0)N) c_i(m) b_i(n)$$

此处， $Z(n_0N + m_0)$ 被假定为噪声样本。目标是求出使 $Z(t)$ 过程中的总能量为最小的信息符号值。不像稍前描述的去相关接收机那样，现在，信道分支系数是“已知的”，只剩下比特值为“未知的”。

对于给定的符号周期 n_0 ，对每一个信号的每一条射线计算相关值。从本质上讲， n_0 是固定的，把不同的 m_0 与 P 用于测量 $Q_{r,x}(n_0N + m_0)$ 。根据上述表达式，这些测量值取决于在比特周期 n_0-1 、 n_0 和 n_0+1 期间的符号值。

这样，对于符号周期 n_0-1 、 n_0 和 n_0+1 ，假定一个假设的符号值，那么，对于每一个假设，噪声样本的估算值可利用下式得到：

$$\hat{z}(n_0N + m_0) = Q_{r,x}(n_0N + m_0) - \sum_i \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} \sum_m C_{r,x}(m - m_0 + (n - n_0)N) c_i(m) b_i(n)$$

下一步是求出使被估算噪声序列中的能量为最小的那一组一致的假设。

正如 MLSE 方法的情况那样，可以利用 Viterbi 算法。对于在符号周期 n_0 期间内所作的测量，以前的状态将是 $\{b_0(n_0-1), b_0(n_0), b_1(n_0-1), b_1(n_0), \dots\}$ 的全部可能性。当前的状态将是 $\{b_0(n_0), b_0(n_0+1), b_1(n_0), b_1(n_0+1), \dots\}$ 的全部可能性。这样，从以前状态

向当前状态的过渡相应于假设 $\{b_0(n_0-1), b_0(n_0), b_0(n_0+1), b_1(n_0-1), b_1(n_0), b_1(n_0+1) \dots\}$ 。只考虑在以前状态和当前状态中 $b_1(n_0)$ 相同的那种一致的过渡。

对于每一个假设，当前状态的候选度量为以前状态的度量与由下式给出的相应 δ 度量之和

$$J_h(n_0) = \sum_p \sum_{m_0} | Q_{r,x}(n_0 N + m_0) - \sum_i \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} \sum_m C_{x,r,x}(m-m_0 + (n-n_0)N) c_i(m) b_{i,h}(n) |^2$$

此处，对 m_0 求和为对信号 P 有射线的那些值求和。这一度量的目标是使总度量为最小。注意到，把各项重新排列，可以给出下式：

$$J_h(n_0) = \sum_p \sum_{m_0} | Q_{r,x}(n_0 N + m_0) - \sum_i \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} b_{i,h}(n) S_{i,p}(n_0, n, m_0) |^2$$

此处，

$$S_{i,p}(n_0, n, m_0) = \sum_m C_{x,r,x}(m-m_0 + (n-n_0)N) c_i(m)$$

应该指出，对于 m_0 求和不需要像对于 m 求和那样复盖全部射线。这相应于采用较少的测量值。

像 MLSE 的情况那样，可以把度量扩展，并且，可以忽略对全部假设通用的那些项。这导致出其总度量应该为最大的下列 δ 度量：

$$J'_h(n_0) = \sum_p \sum_{m_0} 2 \operatorname{Re} \left[Q_{r,x}(n_0 N + m_0) U_{p,h}^*(n_0, m_0) \right] - | U_{p,h}(n_0, m_0) |^2$$

此处，

$$U_{p,h}(n_0, m_0) = \sum_i \sum_{n=n_i-1}^{n_i+1} b_{i,h}(n) S_{i,p}(n_0, n, m_0)$$

一种根据上述原理运行的示范性接收机的方框图示于图 11。射频接收机1100接收多个CDMA无线电信号，把这些无线电信号滤波、下变频到 I、Q 基带波形，把 I、Q 基带波形取样、量化，产生复数接收数据值。把这些复数接收数据值传送到多个相关器1101上，其中，每一个相关器与一个特定的符号差序列相关。假定信道有多路径时间扩散，因此，每一个发射符号保持多个相关值。定时控制器1102确定被选定的、用于解调的那些相关值，定时控制器1102发出信号通知选通函数1103在每一个发射符号的周期内一次通过一个值。因为不同的CDMA信号在时间上不可能对齐（即，是异步的），所以，各选通门未必在同一瞬间关闭。使这些相关值送入Viterbi单元1104，Viterbi单元1104利用该信息判定每一个CDMA信道的发射符号序列。信道跟踪器1105接收来自每一个相关器1101的多个相关值，信道跟踪器1105利用这些相关值估算和跟踪信号射线的位置和信道分支系数值。

熟悉这种技术的人们还将意识到，有一些信道跟踪方法可用于信道跟踪器1105上，然而，为了完整起见，这里给出一个例子。仅仅是为了信道跟踪之用，在Viterbi算法中可以把更新判定深度用于判定在 n' 瞬间过去的某些发射符号值。利用这些判定值，可以构成误差信号（该误差信号简单地是接收的数据与该判定符号值之差），并能预计估算的信道分支系数。标准自适应滤波器可以利用这种误差信号来改善对信道分支系数的估算。如果需要，可以利用一种预测结构来克服由更新判定深度而引入的延时。

正如稍前对于其它示范性实施例提到的那样，对于熟悉这种技术的人们来说，显然通过忽略或近似上述某些计算，可以得到不太复杂但某种性能有所恶化的接收机。下面考虑三种这样的近似。

在第一种近似中，忽略了引起 I S I 的相邻符号的影响。如果相对于序列长度 N 来说，延时 m 较小，则这是一种相当精确的近似。在这种情况下，对于第 n 个发射符号所作的测量可直接用来确定第 n_0 个符号周期的比特值；不需要 Viterbi 格子结构了。对于在符号周期 n_0 内每一个符号的假设，检出的符号是使下列度量为最大的那些符号：

$$J'_h(n_0) = \sum_p \sum_{m_0} 2 \operatorname{Re} \left[Q_{r,x}(n_0 N + m_0) U_{p,h}^*(n_0, m_0) \right] - |U_{p,h}(n_0, m_0)|^2$$

此处，

$$U_{p,h}(n_0, m_0) = \sum_i b_{i,h}(n_0) S_{i,p}(n_0, n_0, m_0)$$

$$S_{i,p}(n_0, n_0, m_0) = \sum_m C_{x,r}(m - m_0) c_i(m)$$

该结构与图 1 1 中所示的相同，只有现在是用度量处理器取代 Viterbi 处理器 1104。

度量处理器对于 $\{b_0(n), b_1(n_0) \dots\}$ 中每一个可能的假设计算 $J'_h(n_0)$ 。然后，该度量处理器确定哪一个假设给出最大的 $J'_h(n_0)$ 值。这一假设给出检出的信息符号值。

对于第二种近似，不是采取忽略 I S I，而是忽略其它 CDMA 信号。这对信号 P 给出单一的信号检测器。除了这里只有一个相关器 1101 和一个选通函数 1103 以外，第二种近似的形式类似于图 1 1 所示的。Viterbi 处理器具有与 $\{b_p(n_0 - 1), b_p(n_0)\}$ 有关的以前的状态。

当前的状态将是 $(b_p(n_0), b_p(n_0+1))$ 的全部可能性。这样，从以前状态向当前状态的过渡相应于假设 $(b_p(n_0-1), b_p(n_0), b_p(n_0+1))$ ， δ 度量由下式给出：

$$J'_h(n_0) = \sum_{m_0} 2 \operatorname{Re} \left[Q_{r,x}(n_0 N + m_0) U_{p,h}^*(n_0, m_0) \right] - |U_{p,h}(n_0, m_0)|^2$$

此处，

$$U_{p,h}(n_0, m_0) = \sum_{n=n_0-1}^{n_0+1} b_{p,h}(n) S_{p,p}(n_0, n, m_0)$$

$$S_{p,p}(n_0, n, m_0) = \sum_m C_{x,x}(m - m_0 + (n - n_0)N) c_p(m)$$

最后，通过把第一种和第二种近似一起利用，得到第三种近似。这是忽略了 ISI 的、对信号 P 的单一信号检测器。在这种情况下，对于第 n 个发射符号所作的测量可直接用来确定第 n 个符号周期的比特值；不需要 Viterbi 格子结构了。对于在符号周期 n_0 内每一个比特的假设，检出的比特是使下列度量为最大的那些比特：

$$J'_h(n_0) = \sum_{m_0} 2 \operatorname{Re} \left[Q_{r,x}(n_0 N + m_0) U_{p,h}^*(n_0, m_0) \right] - |U_{p,h}(n_0, m_0)|^2$$

此处，

$$U_{p,h}(n_0, m_0) = b_{p,h}(n_0) S_{p,p}(n_0, n_0, m_0)$$

$$S_{p,p}(n_0, n_0, m_0) = \sum_m C_{x,x}(m - m_0) c_i(m)$$

该结构与图 1.1 所示的相同，只有现在是用度量处理器取代 Viterbi

处理器1104，并且现在只有一个相关器1101和一个选通函数1102。

上述示范性实施例打算说明本发明的各个方面，而不是特定的方面。这样，本发明在细节实施上能够有很多变化，熟悉这种技术的人可从这里所包括的描述中得出这些变化。根据下列权利要求的规定，认为所有这些变化和变型都在本发明的范围和精神内。

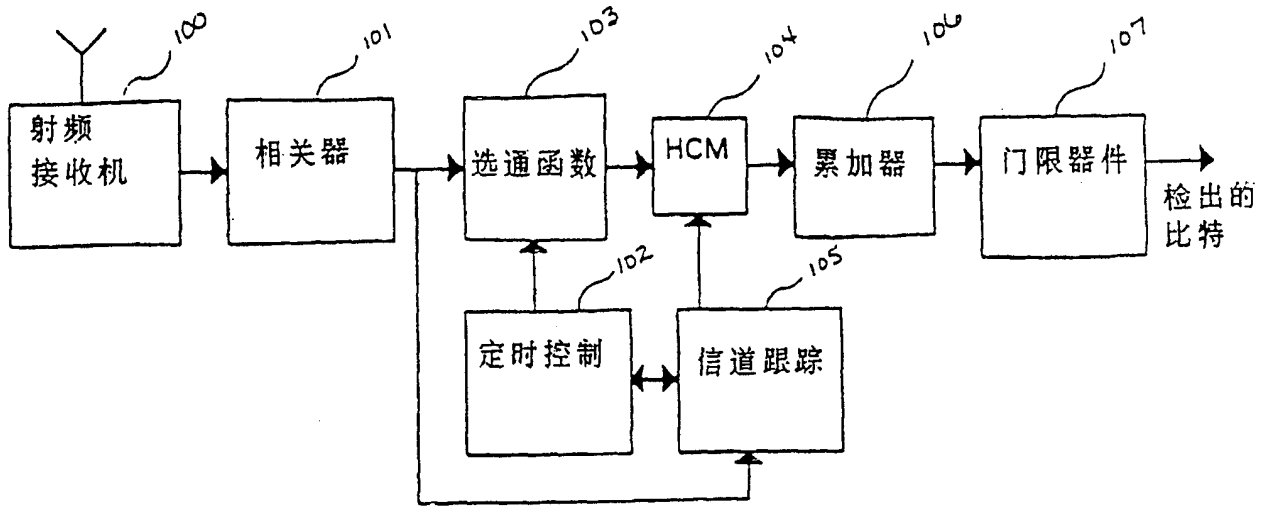


图 1

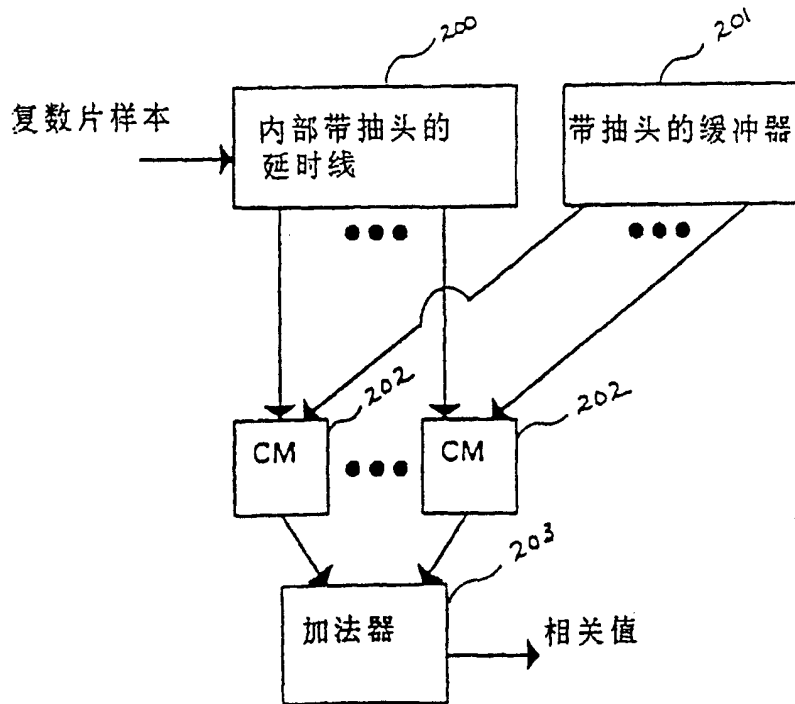


图 2

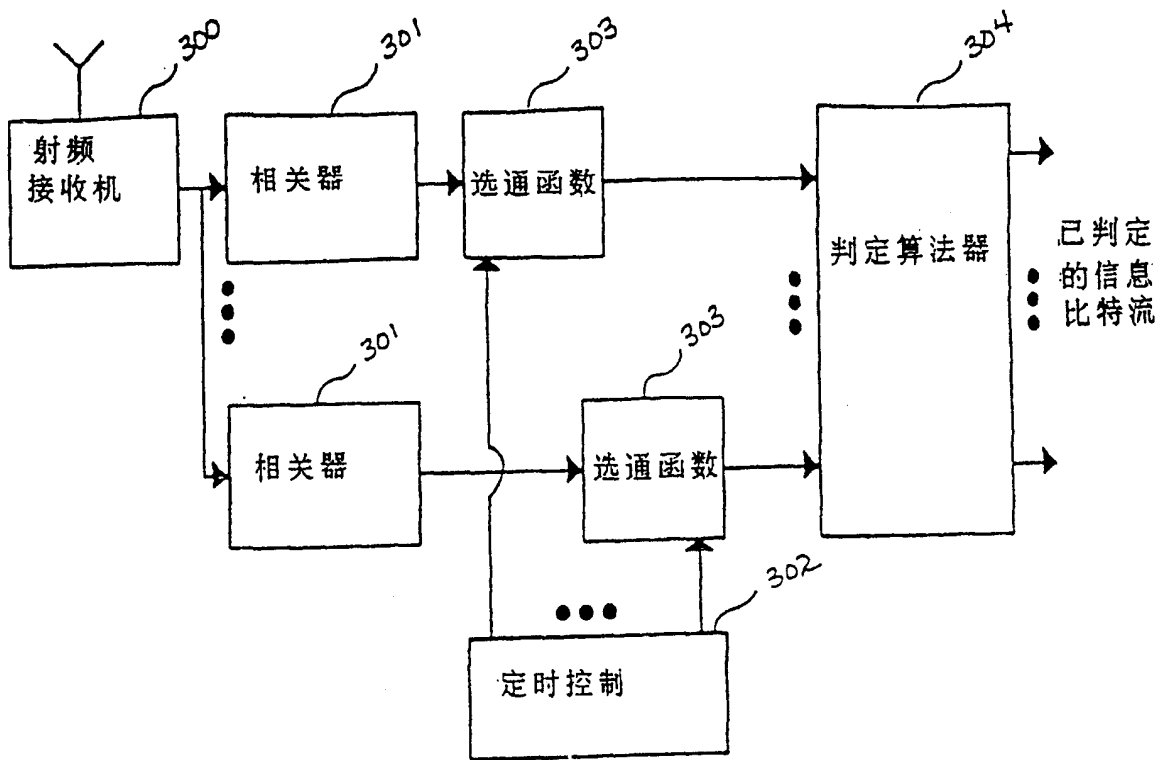


图 3

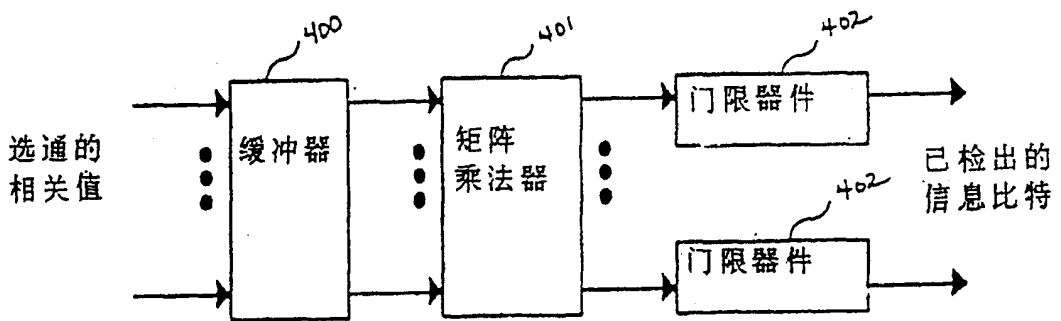


图 4

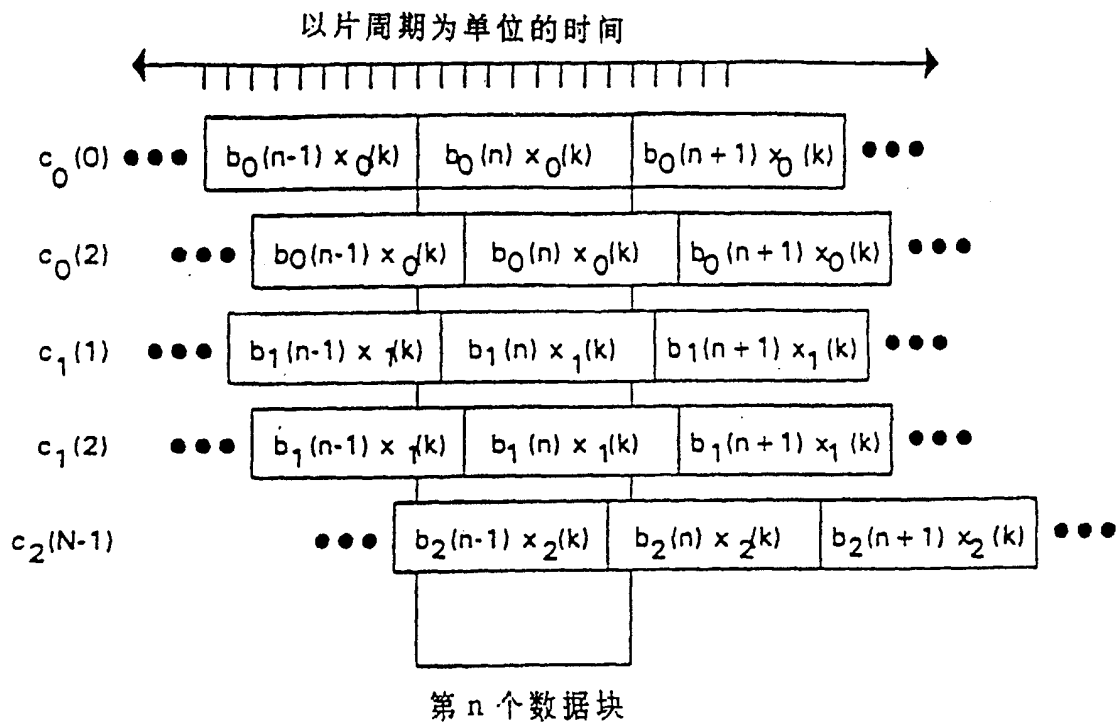


图 5

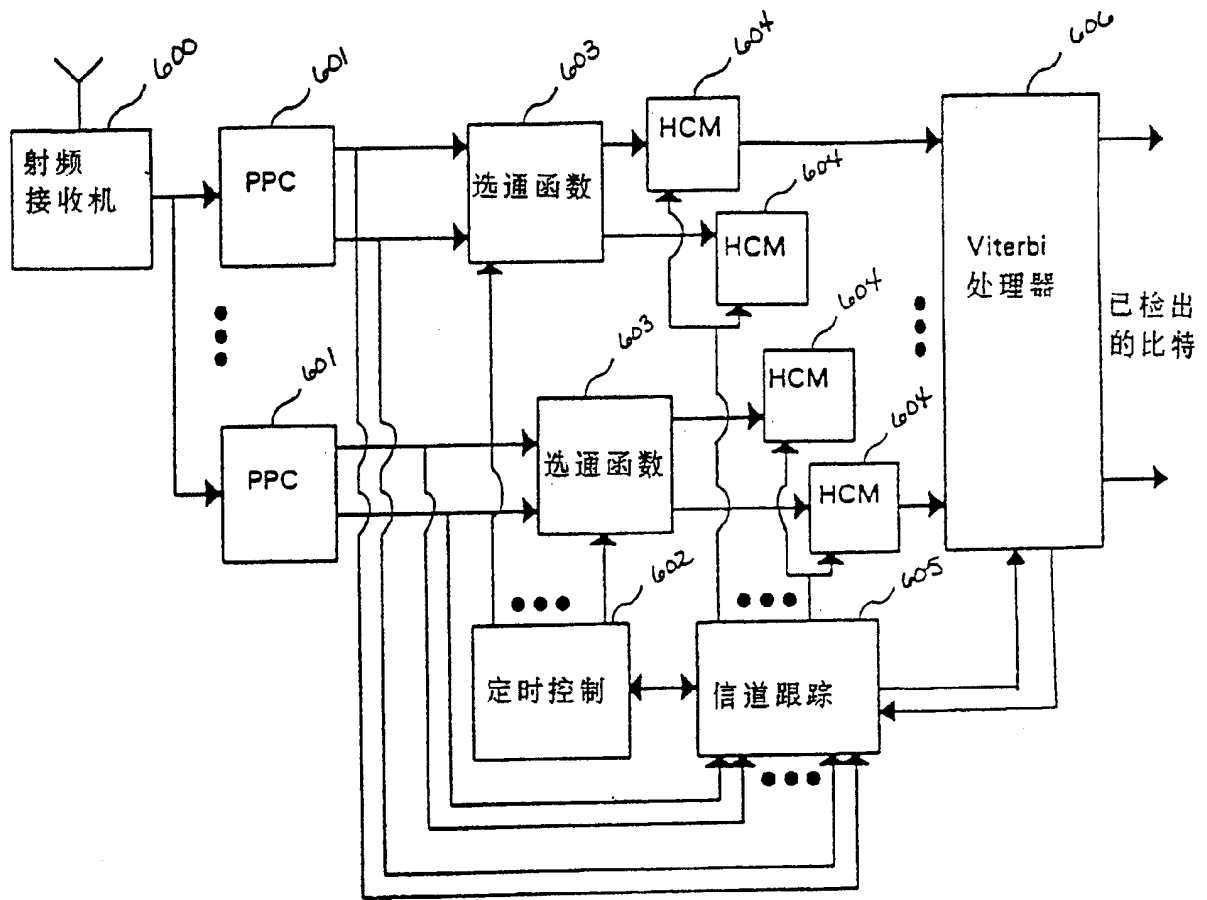
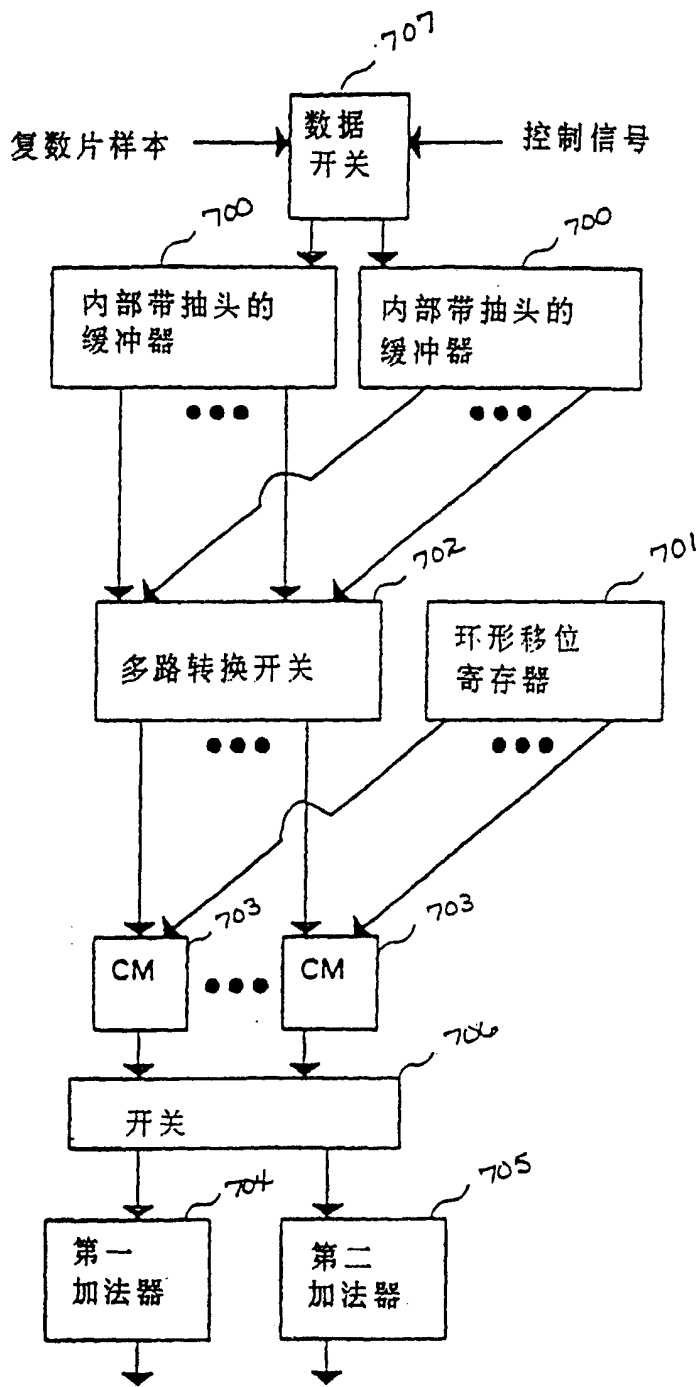


图 6



部分相关值

图 7

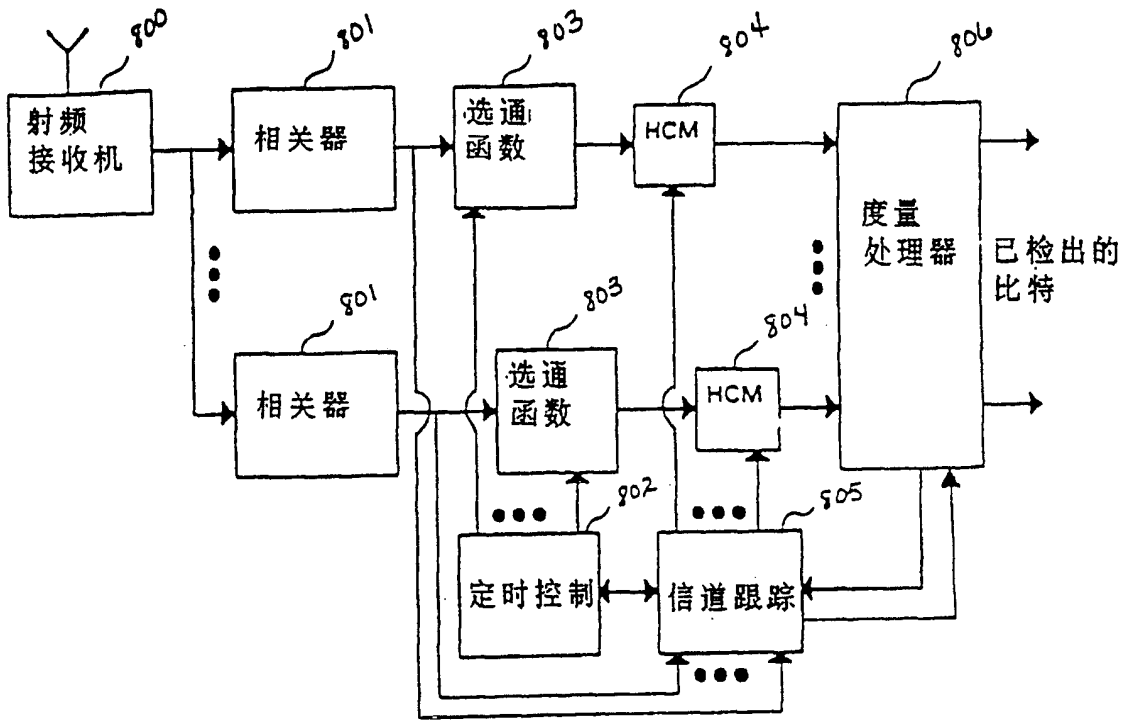


图 8

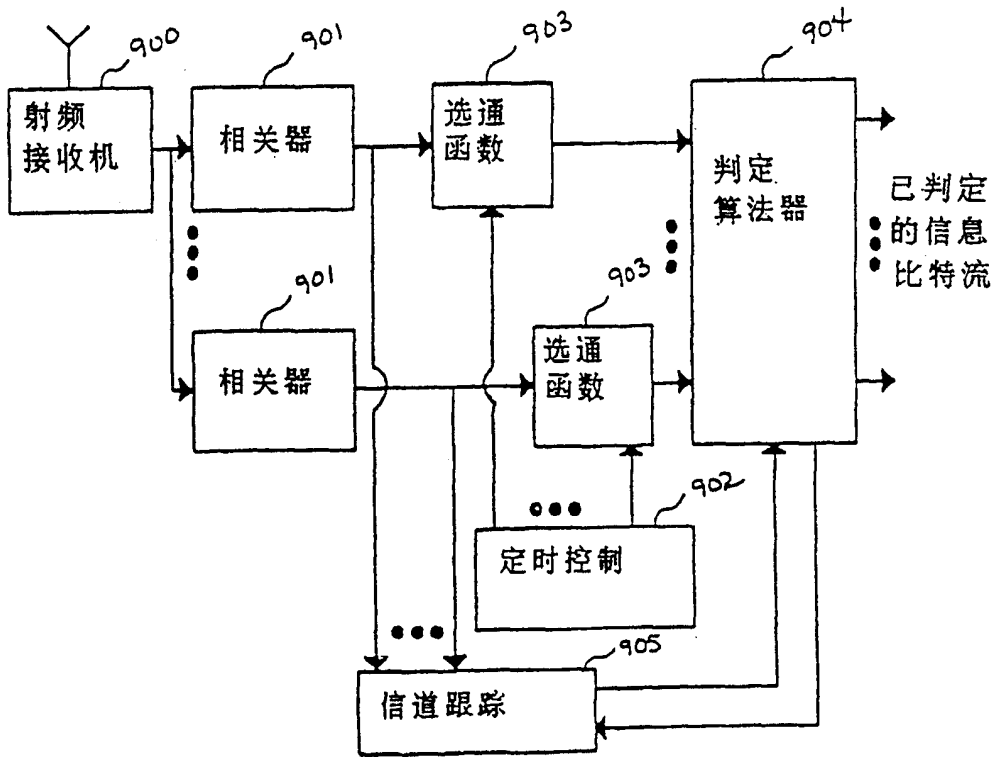


图 9

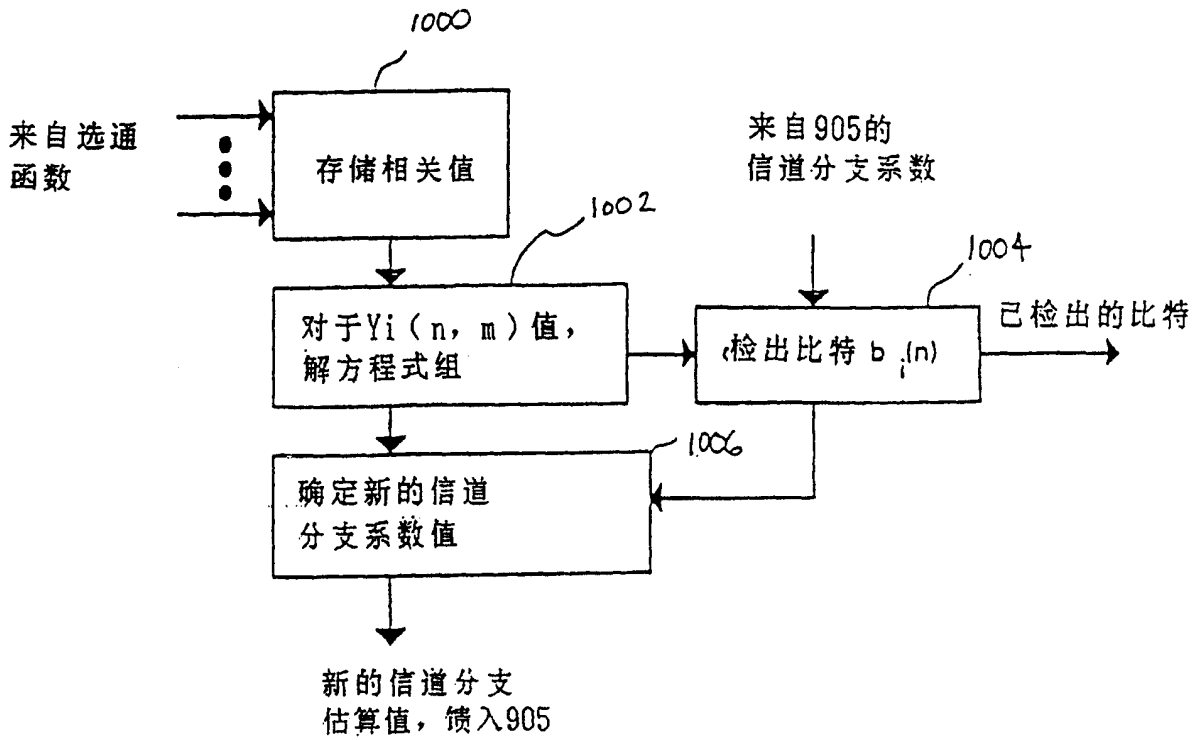


图 1 0

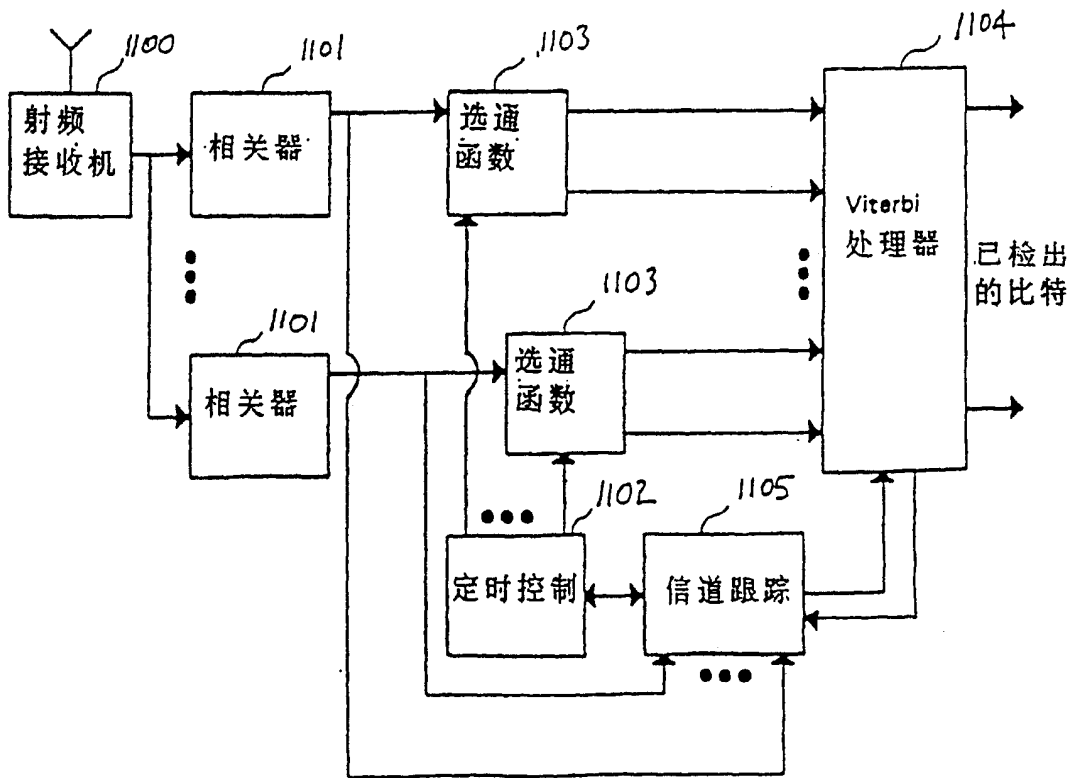


图 1 1