

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95193345.0

[45] 授权公告日 2002 年 1 月 23 日

[11] 授权公告号 CN 1078410C

[22] 申请日 1995.5.26 [24] 颁证日 2002.1.23

[21] 申请号 95193345.0

[30] 优先权

[32] 1994.5.31 [33] US [31] 08/251,202

[86] 国际申请 PCT/US95/06801 1995.5.26

[87] 国际公布 WO95/33314 英 1995.12.7

[85] 进入国家阶段日期 1996.11.29

[73] 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·波托姆利

[56] 参考文献

US 5202903 1993.4.13 H04B7/10

US 5297168 1994.3.22 H04B7/08

审查员 马志远

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

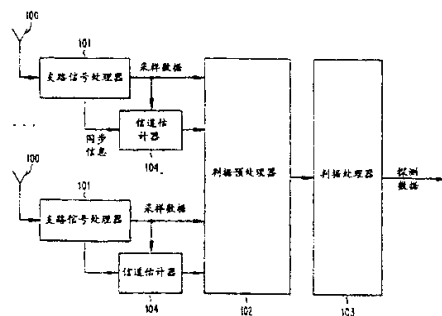
代理人 董巍 王岳

权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图页数 4 页

[54] 发明名称 用于多径时间离散信号的分集接收机

[57] 摘要

一种将 MLSE 均衡技术和分集合并技术相结合的数字通讯接收机。多个分集支路被处理后产生复接收数据样本和同步信息。接着信道估计器根据数据样本和同步信息形成信道估计。然后数据样本和信道估计被预处理器用于形成判据倍增因子。最后,利用序列估计算法,将判据倍增因子与假设的数据序列相结合,形成和累加判据,以产生解调数据流。



权 利 要 求 书

1. 一种数字通讯接收机, 包括:
用于信号处理多分集支路, 以便从接收信号中产生复接收数据样本
5 和同步信息的装置;
从所述数据样本和同步信息形成信道抽头估值的装置;
利用所述数据样本、信道抽头估值和所述同步信息形成加权因子的
装置;
用于预处理所述数据样本、所述信道抽头估值和所述加权因子以产
10 生判据倍增因子的装置; 和
利用序列估计算法, 将判据倍增因子与假设的数据序列相结合, 以
形成和累加判据, 并产生解调数据流的装置。
2. 根据权利要求1所述的接收机, 其中所述信号处理装置包括:
处理无线电信号以产生复数据样本的装置; 和
15 利用所述复数据样本产生定时信息和初始信道抽头估值以同步接收
机的装置。
3. 根据权利要求2所述的接收机, 其中所述信号处理装置还包括:
存储所述复数据样本的装置。
4. 根据权利要求1所述的接收机, 其中所述信号处理装置包括:
20 处理无线电信号以产生复数据样本的装置;
利用复数据样本同步接收机, 以产生定时信息和信道模型信息的装
置; 和
利用所述同步确定的采样相位以抽取所述复数据样本的装置。
5. 根据权利要求1所述的接收机, 其中所述预处理装置包括:
25 利用基于信道抽头估值的一组 FIR 滤波器和滤波因子对各个支路数
据样本流进行滤波的装置; 和
利用信道抽头估值计算乘积和它们的求和的装置。
6. 一种数字通讯接收机, 包含:
信号处理多分集支路, 以便从接收信号中产生复接收数据样本和同

步信息的装置;

利用所述数据样本、同步信息和试验的数据检测形成时变信道抽头估值的装置;

5 利用所述数据样本、信道抽头估值、同步信息和试验的数据检测,形成时变加权因子的装置;

预处理所述数据样本、信道抽头估值和加权因子以产生判据倍增因子的装置;

利用序列估计算法,将判据倍增因子与假设的数据序列相结合,以形成和累加判据,并产生解调数据流的装置。

10 7. 根据权利要求6所述的接收机,其中所述信号处理装置包括:

处理无线电信号以产生复数据样本的装置;

利用复数据样本同步接收机以产生定时信息和初始信道模型信息的装置。

15 8. 根据权利要求7所述的接收机,其中信号处理装置还包括:

存储所述复数据样本的装置。

9. 根据权利要求6所述的接收机,其中所述信号处理装置包括:

处理无线电信号以产生复数据样本的装置;

利用所述复数据样本同步接收机以产生定时信息和初始信道模型信息的装置; 和

20 利用所述同步确定的采样相位以抽取所述复数据样本的装置。

10. 根据权利要求6的接收机,其中所述预处理装置包括:

利用基于信道抽头估值的一组 FIR 滤波器和滤波因子对各个支路数据样本流进行滤波的装置; 和

用信道估值计算乘积和它们的求和的装置。

25 11. 一种在数字通讯接收机中使均衡技术和分集合并技术相联合的方法,包括以下步骤:

由信号处理多分集支路从接收信号中产生复接收数据样本和同步信息;

从所述数据样本和同步信息形成信道抽头估值;

利用所述数据样本、信道抽头估值和同步信息形成加权因子;

预处理所述数据样本、信道抽头估值和加权因子以产生判据倍增因子; 和

5 利用序列估计算法, 将所述判据倍增因子与假设的数据序列相结合, 以形成和累加判据, 以产生解调数据流。

12. 一种在数字通讯接收机中使均衡技术和分集合并技术相联合的方法, 包括以下步骤:

由信号处理多分集支路从接收信号中产生复接收数据样本和同步信息;

10 从所述数据样本、同步信息和试验的数据检测形成时变信道抽头估值;

利用所述数据样本、信道抽头估值、同步信息和试验的数据检测, 形成时变加权因子;

15 预处理所述数据样本、信道抽头估值和加权因子以产生判据倍增因子;

利用序列估计算法, 将所述判据倍增因子与假设的数据序列相结合, 以形成和累加判据, 以产生解调数据流。

说明书

用于多径时间离散信号的分集接收机

发明领域

5 本发明涉及数据无线通讯接收机中的分集合并技术和均衡技术。

发明背景

近几年，数字无线通讯系统用于在多地址间传输各种各样的信息。在数字通讯中，信息转换为用于通讯的数字或二进制形式，称为比特。发射机将比特流映射为调制的信号流，由数字接收机探测到并映射回比特和信息。

10 在无线数字通讯中，无线电环境存在许多阻碍通讯顺利进行的困难。一个困难是由于信号可能在多个路径中传输，信号电平会衰落。结果到达接收机天线的信号映象会失相。这种衰落通常称为 Rayleigh 衰落或快衰落。当信号衰落时，信噪比降低，引起通讯联接质量下降。

第二个困难出现在多个信号路径的距离差异很大的时候。在这种情况下，出现时间离散，衰落的信号映象在不同的时间到达接收机天线，使信号回波增大。这会引起来码间干扰 (ISI)，即信号的回波会干扰后续信号。

20 Rayleigh 衰落可以在接收机利用分集技术得到缓解，如天线分集。信号由许多天线接收。因为天线的位置和/或天线的形式之间有很小的差异，天线上信号的衰落程度不同。在接收机中，用诸如最大比率合并技术、等增益合并技术和选择合并技术，多个天线信号在信号检测之前或之后被结合在一起。这些技术对本专业技术人员是众所周知的，并且可以在标准教科书中找到，如 W. C. Y. Lee 的《移动通讯工程》，1982，纽约迈克豪·希尔公司出版(“Mobile Communications Engineering”，New York:McGraw-Hill，1982)。

30 时间离散可以用均衡器来缓和。一般的均衡方式有线性均衡器、判决反馈均衡器和最大似然序列估计均衡器 (MLSE)。线性均衡器通过对接收到的信号滤波来消除信道的影响。判决反馈均衡器利用信号预检测，消除由这些前面信号的回波引起的码间干扰。而 MLSE 均衡器假设各个传输信号序列，并用离散信道模型判决哪一个假设最符合接收到的

数据。这些均衡技术对于本专业的技术人员是众所周知的，并且能在标准教科书中找到，如 J. G. Proakis 的《数字通讯》，1989，第 2 版，纽约迈克豪·希尔公司出版。（“Digital Communications, 2nd ed., New York: McGraw-Hill, 1989.”）。

5 在这三种通常的均衡技术中，MLSE 均衡技术从性能上讲是优选的。在 MLSE 均衡器中，所有可能的传输信号序列都考虑了。对于各个假设序列，用多径信道模型预测接收的信号样本。预测的接收信号样本与实际接收信号样本间的差异称作预测误差，这一误差表示了一种具体假设的好坏。预测误差的模的平方被用作评估一种假设的判据。不同假设的
10 的这种判据被收集起来，用于确定哪种假设更好。这一过程可以很好地用维特比算法实现，它是一种动态程序设计。

从理想情况来说，分集合并处理和均衡处理应该以某种最佳方式结合起来。最近研究表明，对于 MLSE 均衡，分集合并必须在均衡器中进行。这一研究可以在 W. H. Sheen and G. L. Stüber 的“用于多径衰落信道的 MLSE 均衡和解码技术，IEEE 通讯交流，39 卷 1455 - 1464 页，
15 1991 年 10 月”（“MLSE equalization and decoding for multipath fading channels,” IEEE Trans. Commun, vol.39, pp.1455-1464, Oct. 1991）；Q. Liu and Y. Wan 的“含有双重分集合并/选择的自适应最大似然序列估值接收器”，个人、室内和移动无线通讯国际年会，麻省、波士顿，245
20 - 249 页，1992 年 10 月 19 日 - 21 日（“An adaptive maximum-likelihood sequence estimation receiver with dual diversity combining/selection,” Intl. symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun, Boston, MA, pp.245-249, Oct.19-21,1992）；和 Q. Liu and Y. Wan 的“用于 TDMA 数字蜂窝无线通讯的统一 MLSE 检测技术”，第
25 43 届 IEEE 汽车技术会议，希克克丝，新泽西，265 - 268 页，1993 年 5 月 18 - 20 日（“An unified MLSE detection technique for TDMA digifal cellular radio,” 43rd IEEE Vehicular Technology Conference, Seacancus, NJ, pp.265-268, May 18-20, 1993)等文献中找到。上面提到的研究中，通过在形成判据时将来自不同分集信道的预测误差的模的平方
30 相加，来完成分集合并。

进一步的改进是定标不同分集支路的预测误差平方。这种 MLSE 均衡器的详细描述在 T. O. Backstrom 等人的美国专利 No.5,191,598 中给

出，并在这里引用作为参考。不幸的是 MLSE 均衡器包含了很多预测误差平方的计算。在硬件和软件复杂性方面这都是十分昂贵的。因此，有必要减小 MLSE 均衡器/分集合并器的复杂性。

5 对于设有分集合并的 MLSE 均衡器，Ungerboeck 方法提供了两个步骤来减小复杂性。如 G. Ungerboeck 在“用于载波调制数据传输系统的最大似然接收器，” IEEE 通讯交流，COM - 22 卷，第 4 期，624 - 535 页，1974 年 5 月，(“Adaptive maximum likelihood receiver for carrier modulated data transmission systems,” IEEE Trans. Commun. vol.COM-22, No.4, pp.624-535, May 1974) 中所描述的。第一步是展开模的平方项，并删除在所有假设中相同的项。例如， $(a-b)^2$ 项可展开为 $a^2-2ab+b^2$ 。如果“a”不取决于假设的数据，那么 a^2 项可以在判据计算中去除。

Ungerboeck 用的第二步是重新安排判据计算的次序。对于标准的 MLSE 均衡，判据的计算和修正基于连续接收的数据样本。每一次维特比算法的迭代相应于一个新接收的数据样本。用第二步骤，每一次维特比算法的迭代相应于一个新传送的信号。

这两个步骤可以通过一个简单的例子进一步地解释。假设发射机发送一个信号流 $s(n)$ ，这里 $s(n)$ 表示 S 的可能复数值之一。在接收机端，接收的信号每隔 T 秒采样一次，以便给出接收信号流 $r(n)$ ，这里 T 是信号的周期。假设干扰信道包括两个衰落波，即主波和回波，回波滞后 T 秒到达。那么，接收信号可以由下面的模型表示：

$$r(n)=c(0) s(n)+c(1) s(n-1) +n(n)$$

式中 $c(0)$ 和 $c(1)$ 是复信道抽头值， $n(n)$ 是某种相加噪声。

25 在 MLSE 均衡器中，第 n 次迭代时，应该有先前的不同 S “状态”，与 $s(n-1)$ 中的 S 的可能值相对应。结合先前的不同状态，从先前的迭代中累积出一个累积判据。还存在 S 的当前状态，与 S 的可能值 $s(n)$ 相对应。每对可能的先前状态和当前状态与假设的序列 $\{s_h(n), s_h(n-1)\}$ 相对应。对于每一假设，预测的接收信号值为

$$r_{\text{pred}}(n,h)=c(0) s_h(n)+c(1) s_h(n-1)$$

30 相应的支路判据或 Δ 判据可以由下式给出：

$$M_h(n)=|r(n)-r_{\text{pred}}(n,h)|^2$$

目前状态可选择的判据可以是支路判据和与 $M_h(n-1)$ 相联系的先前的

累积判据的总和。对每一个当前状态，存在 S 可能的先前状态。对于每一个当前状态，给出最小可选择判据的先前状态被选作前导状态，并且该可选择判据成为当前状态的累积判据。

5 在下次迭代中，用 $r(n+1)$ ，在 n 时的当前状态变成 $n+1$ 时的先前状态。在所有数据被接收后，具有最小累积判据的状态和所有的前导状态，表示了最有可能传输的信号序列，这将成为检测到的信号序列。有时在接收所有数据之前，用一种判决深度作出判决。

第一个 Ungerboeck 步骤可以通过展开 $M_h(n)$ 的表达式来说明。这样给出：

$$10 \quad M_h(n) = A(n) + B(n) + C(n) + D(n)$$

其中：

$$A(n) = |r(n)|^2$$

$$B(n) = 2 \operatorname{Re}\{r(n) c^*(0) s_h^*(n)\} + 2 \operatorname{Re}\{r(n) c^*(1) s_h^*(n-1)\}$$

$$C(n) = |c(0)|^2 |s_h(n)|^2 + |c(1)|^2 |s_h(n-1)|^2$$

$$15 \quad D(n) = 2 \operatorname{Re}\{c(0) c^*(1) s_h(n) s_h^*(n-1)\}$$

这里 “*” 表示复数共轭。Ungerboeck 方法舍去 $A(n)$ 项，此项对于所有 $M_h(n)$ 是相同的。

Ungerboeck 的第二步骤是将各次迭代中与 $s_h^*(n)$ 成比例的项结合起来。在第 $n+1$ 次迭代中，这些项是：

$$20 \quad B(n+1) = 2 \operatorname{Re}\{r(n+1) c^*(0) s_b^*(n+1)\} + 2 \operatorname{Re}\{r(n+1) c^*(1) s_b^*(n)\}$$

$$C(n+1) = |c(0)|^2 |s_b(n+1)|^2 + |c(1)|^2 |s_b(n)|^2$$

$$D(n+1) = 2 \operatorname{Re}\{c(0) c^*(1) s_b(n+1) s_b^*(n)\}$$

25 这样，在两次迭代中都存在与 $s_h^*(n)$ 成比例的项。通过定义一个新的判据 $M'_h(n)$ 将这些项结合起来，即：

$$M'_h(n) = B'(n) + C'(n) + D(n)$$

这里，

$$B'(n) = 2 \operatorname{Re}\{f(n) s_b^*(n)\}$$

$$30 \quad f(n) = r(n) c^*(0) + r(n+1) c^*(1)$$

$$C'(n) = (|c(0)|^2 + |c(1)|^2) |s_b(n)|^2$$

结果, $B'(n)$ 包含 $f(n)$, 这可以通过对接收信号 $r(n)$ 的滤波实现, 滤波器使用了抽头 $c^*(0)$ 和 $c^*(1)$.

因此, 新的判据使用了 $r(n)$ 和 $r(n+1)$ 两个数据样本, 而不仅仅是 $r(n)$ 一个. 而且, 不象 $B(n)$ 和 $C(n)$, $B'(n)$ 和 $C'(n)$ 仅取决于一个假设信号 $s_h(n)$, 而不是取决于 $s_h(n)$ 和 $s_h(n+1)$ 两个. 这样从概念上讲, 第 n 次迭代对应于发送的信号 $s_h(n)$, 而不是接收的数据值 $r(n)$.

当 MLSE 均衡与分集合并联合进行时, Ungerboeck 方法可以用于减少复杂性. 对 $c(0)$ 和 $c(1)$ 不随时间变化的情况, 称之为静态信道情况, Atkinson 等的美国专利 No.5,031,193 对此进行了描述. 在 Atkinson 等人的专利中, 用 Ungerboeck 两个步骤进行解调, 如美国专利 No.5,031,193 中图 1 和图 2 所示. 在 Atkinson 等人专利的图 2 中, $f(n)$ 项通过分集支路 1 的匹配滤波器和分集支路 2 的匹配滤波器得到.

然而, 利用 Ungerboeck 方法也有不利的一面. 一个问题是在上述例子中, 信道抽头 $c(0)$ 和 $c(1)$ 可能随取样时间 n 变化. 在常规方法中, $c(0)$ 和 $c(1)$ 项可以用 $c(0,n)$ 和 $c(1,n)$ 代替. 结果, Ungerboeck 方法包含了时间 n 和 $n+1$ 的信道抽头的混合. 这不仅要有存储多组信道抽头值的能力, 并且可能使信道跟踪更加困难. 信道跟踪和预测是众所周知的, 而且能够在 A. P. Clark 和 S. Hariharan 的“用于 HF 无线电联接的自适应信道估计器”, IEEE 通讯交流, 第 37 卷, 918 - 926 页, 1989 年 9 月 (“Adaptive channel estimator for an HF radio link”, IEEE Trans. Commun, Vol.37, pp.918-926, Sept. 1989) 中找到例子.

在美国专利 No.5,031.193 中给出了一种替代解决方法, 来处理随时间变化的信道抽头的情况. 然而, 这种方法没有使用 Ungerboeck 方法, 而且没有将均衡和分集合并技术以最佳方法结合. 而是每一分集支路有独立的均衡器. 信道跟踪是用支路检测进行的, 这种检测没有分集合并检测的好处. 这些均衡器输出用标准分集合并技术相结合. 所以均衡和分集合并是分别进行的, 而不是联合进行.

因此, 对于一个接收机而言, MLSE 均衡和分集合并联合进行是必要的, 并且这有助于信道作为时间的函数而随时间变化的情况.

30

发明概述

本发明的目的是为用于无线数字通讯接收机的 MLSE 均衡和分集合并的联合提供一个有效的方式. 这一方式是通过展开判据表达式和收

集对应于相同假设传输信号的项来实现的。本发明实施方案将在静态和时变信道的情况下给出。

5 本发明的实施方案之一公开了一种数字通讯接收机，它包括信号处理多个分集支路以产生复接收数据样本和同步信息的装置。信道估计装置从数据样本和同步信息形成信道估计。然后数据样本和信道估计被预处理装置用来产生判据倍增因子。最后结合装置将判据倍增因子和假设数据序列相结合，利用序列估计算法形成和累积判据，产生解调数据流。

10 根据本发明的另一个实施方案公开了一种数字通讯接收机，它包含信号处理多个分集支路以产生复接收数据样本和同步信息的装置。信道估计装置用同步信息和初始检测数据形成信道估计，以产生时变信道估计。然后，数据预处理装置用样本和信道估计产生判据倍增因子。最后，结合装置将判据倍增因子与假设数据序列结合，用序列估计算法得到累积判据，产生解调数据流。

15 附图简述

本发明的这些以及其他特征和优点，从下面的书面描述，结合附图，对于普通的本领域的技术人员将很容易地理解，附图包括：

- 图 1 表示根据本发明实施方案之一的数字通讯接收机；
- 图 2 表示根据本发明实施方案之一的支路信号处理器；
- 20 图 3 表示根据本发明实施方案之一的判据预处理；
- 图 4 表示根据本发明实施方案之一的数字通讯接收机；
- 图 5 表示根据本发明实施方案之一的支路信号处理器；
- 图 6 表示根据本发明实施方案之一的判据预处理。

公开内容的详细描述

25 在本发明中，MLSE 均衡和分集合并并在一个分集均衡器中同时进行。在这一实施方案中， $s(nT)$ 项是传输信号序列，信号周期是 T 秒。脉冲成形被用于产生一个连续的时间信号 $t(t)$ 。另外， $r_d(f)$ 项是从分集支路 d 接收到的基带复数信号。同步以后，采样得到的接收数值被处理，在每个信号周期 T 中有 M 个样本。这对于基于符号的均衡 ($M = 1$) 和空间分步均衡 ($M > 1$) 的情况都适用。

30 因此，在时间区间 ($nT, (n+1)T$)，样本 $r_d(nT)$ ， $r_d((n+1)/M)T$... $r_d((n+(M-1)/M)T)$ 被各个分集支路接收，一个样本对应一个采样相位。

下列的信道模型用于表示接收的信号。

$$r_d((n+m/M)T) = c_{d,m}(0,n) s(nT) + c_{d,m}(1,n) s((n-1)T) + \dots + c_{d,m}(J-1,n) s((n-J+1)T) \quad \text{式中 } m = 0, 1, \dots, M-1$$

- 5 这里 J 是每个模型的信道抽头数, $c_{d,m}(j,n)$ 是在时间间隙 n , 分集支路 d 的采样相位为 m 的第 j 个信道抽头值。

下面的 δ 判据用于第 n 次迭代的维特比算法:

$$M_h(n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} | r_d((n+m/M)T) - r_{d,pred}((n+m/M)T, h) |^2$$

10

其中:

$$r_{d,pred}((n+m/M)T, h) = \sum_{j=0}^{J-1} c_{d,m}(j,n) s_h(j)$$

- 15 并且 $s_h(j)$ 表示一个假设信号 $s(jT)$ 。这一判据需要相当大的计算量。

在一些应用中, 在产生判据时用加权求和是有利的。这样得出一个新的形式:

$$M_h(n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) | r_d((n+m/M)T) - r_{d,pred}((n+m/M)T, h) |^2$$

20

这里 $w_{d,m}(n)$ 是非复数加权因子。

- 对于最佳的结合, 这些加权应该是在采样相位为 m 时, 支路 d 上的噪声功率倒数的估计, 即 $w_{d,m}(n) = 1/N_{d,m}(n)$ 。噪声功率在所有或某些迭代中保持常数, 或随每一次迭代 n 变化。因为基于已知的同步序列, 噪声样本可以通过取接收信号样本和预测信号样本间的差而得到, 所以噪声功率可以从初始信道抽头估计和同步数据得到。从这些噪声的模的平方和平均值可以得到 $N_{d,m}(n)$ 的一个估计值。可以将不同采样相位 m 的估计结合起来, 得到独立于时间和采样相位的加权 $w_d = 1/N_d$ 。如果信道是时变的, 信号跟踪器的内部信号可用于估计时变噪声功率。另一方面, 这些可以用检测的信号、信道抽头估值和接收的数据来估计。多个采样相位的结果可以相结合, 因此给出 $w_d(n) = 1/N_d(n)$ 。

30

对于半最佳结合, 这些加权是一致的, 并且在应用中可以忽略。对

于选择合并，除了被选择的分集信道和采样相位，所有的加权都是零，选择是基于多个准则（criteria），比如各个支路的信噪比和可能的采样相位的估计，或者各个支路信号或接收功率和可能的采样相位的估计。也存在其它加重的可能性。这在某些方面与分集支路的质量有关。

5 为了减少复杂性，Ungerboeck 第一步骤被用在各个分集支路和各个采样相位。所有假设中相同的项被删除。这样给出

$$\mathbf{M}_h(n) = \mathbf{B}_h(n) + \mathbf{C}_h(n) + \mathbf{D}_h(n)$$

其中

$$10 \quad B_h(n) = -2 \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) \sum_{j=0}^{J-1} \text{Re} \{ r_d((n+m/M)T) c_{d,m}^*(j,n) s_h^*(n-j) \}$$

$$C_h(n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) \sum_{j=0}^{J-1} |c_{d,m}(j,n)|^2 |s_h(n-j)|^2$$

$$15 \quad D_h(n) = 2 \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{K-1} \text{Re} \{ c_{d,m}^*(j,n) c_{d,m}(k,n) s_h^*(n-j) s_h(n-k) \}$$

在这里，没有进行 Ungerboeck 第二步骤中的从不同迭代中收集项的过程。而根据本发明，在同一迭代中改变了求和的顺序。这样可得到

20 新的形式：

$$B'_h(n) = -2 \sum_{j=0}^{J-1} \text{Re} \left\{ \left[\sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) r_d((n+m/M)T) c_{d,m}^*(j,n) \right] s_h^*(n-j) \right\}$$

$$25 \quad C'_h(n) = \sum_{j=0}^{J-1} \left[\sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) |c_{d,m}(j,n)|^2 \right] |s_h(n-j)|^2$$

$$30 \quad D'_h(n) = 2 \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{k=0 \\ k > j}}^{J-1} \text{Re} \left\{ \left[\sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) c_{d,m}^*(j,n) c_{d,m}(k,n) \right] s_h^*(n-j) s_h(n-k) \right\}$$

括弧[]中的项不依赖于假设的数据。因此这些项可以在判据预处理器中计算，并且可以在判据处理器中计算判据时多次使用。

在 $B'_h(n)$ 中括弧[]内的项中，内部对 m 求和在分集支路 d 的接收数据上，给出一个 M 抽头 FIR 滤波器。因为这一求和对于各个 j 值，即不同的波或信道抽头是不同的，这意味着每一个支路有一组 FIR 滤波器，每个滤波器对应一个 j 值。滤波器数据和系数都是复数。对于 T 间隔均衡情况，当 $M = 1$ 时，每一个 FIR 滤波器是简单的 1 抽头滤波器，它等价于一个乘法器。

对于输入数据的每一次移动，不必计算每一个 FIR 滤波器的输出。通常对于每 M 次输入数据移动，仅需要一个输出。这一输出对应的情况是 FIR 数据容量是从 $r(nT)$ 到 $r((n+(M-1)/M)T)$ 的 M 个值。因此，这可以通过寄存器等价地实现，寄存器在时间 n 时存放这些数值。然后在时间 n 时信道抽头估计用于使寄存器的内容相乘，将结果累加在一个累加器中。

外部的对 d 求和表示将多组 FIR 滤波器合并为一组结合的输出，每一要素对应于不同信道抽头 j 。而且对于 $C'_h(n)$ 和 $D'_h(n)$ ，在括弧[]内的项仅取决于信道抽头。如果信道抽头没有变化，或仅仅在多次迭代中更新一次，括弧[]中的这些项可以在多次迭代中重复使用。

这些措施导致本发明的下列形式。delta 判据的计算为：

$$M_h(n) = B'_h(n) + C'_h(n) + D'_h(n)$$

这里

$$B'_h(n) = -2 \sum_{j=0}^{J-1} \text{Re} \left\{ e(j,n) s_h^*(n-j) \right\}$$

$$C'_h(n) = \sum_{j=0}^{J-1} f(j,n) |s_h(n-j)|^2$$

$$D'_h(n) = 2 \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{k=0 \\ k>j}}^{J-1} \text{Re} \left\{ g(j,k,n) s_h^*(n-j) s_h(n-k) \right\}$$

$$e(j,n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} r_d((n+m/M)T) c_{d,m}^*(j,n) w_{d,m}(n)$$

$$f(j,n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) |c_{d,m}(j,n)|^2$$

$$g(j,k,n) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} w_{d,m}(n) c_{d,m}^*(j,n) c_{d,m}(k,n) \quad k > j$$

5 $e(j,n)$, $f(j,n)$ 和 $g(j,k,n)$ 项可以在判据预处理器中预先计算. 这被称作判据信增因子, 因为它们被用于形成均衡判据的乘法器. 然后, 判据处理器利用了预先计算的数值执行维特比算法.

应当指出, 在计算判据信增因子时, 可能要使用进一步的技术来折衷存储要求和处理要求. 例如, 可以定义 $x_{d,m}(n)$ 为 $w_{d,m}(n)$ 的平方根. 然后可以用 $c_{d,m}(j,n)=x_{d,m}(n)c_{d,m}(j,n)$ 代替 $c_{d,m}(j,n)$ 项, 用 $r_d((n+m/M)T)=x_{d,m}(n)r_d((n+m/M)T)$ 代替 $r_d((n+m/M)T)$. 另一方面, 可以定义 $c'_{d,m}(j,n)=w_{d,m}(n)c_{d,m}(j,n)$, 并用预测 (primed channel) 和非预测信道 (unprimed channel) 的混合模型. 而且, 系数 2 可以从 $B'_h(h)$ 和 $D'_h(n)$ 中去掉, 在 $C'_h(n)$ 上加上系数 1/2 . 最后, 所有项都可以被取反, 给出判据的极大值.

应当指出, 对于某些调制方案, 所有的传输信号具有相同的幅度, 即 $|s_h(n)|$ 对于所有的 h 和 n 是相同的. 在这种情况下, $C'_h(n)$ 和 $f(j,n)$ 不需要计算. 而且在某些调制方案中, $s_h(n-j)s_h^*(n-k)$ 不需要计算 $J(J-1)$ 次, 因为它通常取很少的可能值. 一种可能是将这些值存储在查询表中, 查询表的目录由假设的信号值确定. 最后, 对于一些调制方案, 假设信号值是简单值, 因此不需要乘法运算. 例如, BPSK 给出的假设信号值为 + 1 或 - 1, 所以乘法运算可以在需要用改变正负号来代替. QPSK 或基于 QPS 的调制具有类似的特性.

首先, 考虑假设信道模型对于解调与具体的同步场相关的数据为静态的情况, 即非时变的. 这种情况出现在使用短的色同步持续期的数字 TDMA 系统中, 象 GSM 系统. 这意味着 $c_{d,m}(j,n)=c_{d,m}(j)$, $e(j,n)=e(j)$, $f(j,n)=f(j)$,和 $g(j,k,n)=g(j,k)$, 与 n 无关. 因此, 对每个分集支路和采样相位, 仅需要一组信道估计. 而且, 如果使用最佳合并, 加权 $w_{d,m}(n)$ 变成 $w_{d,m}$.

30 上述的概念被用于描述图 1 所示的依据本发明实施方案之一的一个接收机中. 无线电信号被许多天线 100 接收. 每个天线信号由支路信号处理器 101 处理, 产生基带复数据样本及同步信息. 这一信息包括定时

信息和可能的初始信道抽头估计，它可以从已知的同步序列与接收数据间的关联得到。支路信号处理器还可能包括一个存储数据样本的缓冲区。

5 信道估计器 104 用与同步场对应的样本数据和同步信息确定信道抽头估值。信道估计器 104 用多种方法确定信道抽头估值。美国专利 No.5,031,193 中描述了一种这样的方法，该方法中同步相关值被简单地用作信道抽头估值。另一种方法是找到信道抽头估值，从最小平方意义上最佳地预测对应于同步场的接收数据。因为这些信道抽头估值可能是噪声，进一步处理这些信道抽头估值是有用的。

10 数据样本和信道抽头估值通过判据预处理器 102 处理，根据要求，基本上计算出判据倍增因子 $e(j)$ ， $g(j,k)$ 和 $f(j)$ 。这些因子被用在判据处理器 103，进行维特比均衡处理。处理的结果是得到一个检测信号序列，这一序列可以被转换为信息比特流。数据或比特流可能是软的方式或随软信息传递，它们可以被用于后面的解码。在转换为数据值时，判据处理器 103 有效地将数据解码。这些数据可能是用任何一个调制系统调制的，如 BPSK，GMSK，QPSK，DBPSK，DQPSK，或 $\pi/4$ 相移 DQPSK。

20 因为信道是静态的， $f(j)$ 和 $g(j,k)$ 项只需要计算一次，或者是在每一个预先确定的解调间隔中计算一次。而且，在判据处理器 103 中，对于所有可能的假设， C'_h 和 D'_h 项可以预先计算并存在一个表中，以便在每次迭代时使用。如果 $|s_h(n)|$ 对于所有假设是相同的，象通常的调制方案所使用的那样，那么 $f(j)$ 和 C'_h 项不需要计算。

25 图 2 中更详细地描述了支路信号处理器的实施方案，每个分集支路有一个支路信号处理器。无线电接收器 200 将无线电信号转换为采样的复基带接收信号。有许多方法可进行这一转换，尽管大多数方法包括某种形式的滤波，与本机振荡信号混频，和放大。一个熟知的方法如美国专利 No.5,031,193 中图 2 所示。另一种方法包含了对数极坐标量化，紧接着转换为复数样本，如美国专利 No.5,048,059 中所示，在此引入作为参考。接收到的信号样本存放在缓冲区 201 中。如果数字蜂窝系统是 TDM 或 TDMA，缓冲区至少可以存储一个时隙的数据。在 FDM 或 FDMA 系统中，缓冲区 201 可能被省略。

30 同步器 202 通过选择一个或多个采样相位，确定为进一步处理保留

哪一个数据样本，这里采样相位对应于每 T 秒保留一个样本。对于空间分步均衡，保持了两个或多个样本相位（ M 样本相位被保留）。同步技术是众所周知的。通常同步器将接收数据样本和一个或多个已知的同步序列相关。有时只用到已知同步序列的一部分或其子序列。一般相关值以一定的方式结合然后彼此之间比较，来确定同步位置和一个或多个最佳样本相位。采样信息提供给抽选器 203，抽选器在每个选定的采样相位，每 T 秒仅保留一个数据样本。同步器还提供同步信息，如系统帧定时信息和信道抽头信息。信道抽头信息可以与同步时计算的相关值直接相联系。

10 另一个分集支路信号处理器的实施方案如图 5 所示。无线电接收器 500 将无线电信号转换为采样的复基带接收信号，存储在缓冲器 501，如上面参照图 2 所做的描述。与图 2 所示的实施方案不同的是，无线电接收器 500 没有对接收数据过采样。而是无线电接收器在每一信号周期 T 中提供数据的 MT 样本。因此，不需要对复数据流抽样。然而，同步器 502 只提供同步信息。

15 图 3 更详细地描述了判据前预处理器。这个预处理器用于在需要的时候计算判据倍增因子 $e(j)$ ， $g(j,k)$ 和 $f(j)$ 。对于每个分集支路有一个 FIR 滤波器组 301，它由许多 FIR 滤波器 300 组成。在每一个滤波器组 301 有 J 个 FIR 滤波器，即在信道模型中每个波有一个 FIR 滤波器。这些 FIR 滤波器的输出被累加，如第一个滤波器输出求和，第二个滤波器输出求和，以此类推。求和由加法器 302 完成。这样给出 $B'_h(n)$ 项的 J 判据倍增因子。

20 判据预处理器还计算 $C'_h(n)$ 和 $D'_h(n)$ 的判据倍增因子。这些项每一个都包含信道抽头值的和。这些值可以通过信道抽头处理器 303 计算。如果信道是静态的，它们只需要计算一次。然后所有预处理结果储存在缓冲器 304。

25 对于与特定的同步场相关联的数据，在信道没有明显变化的情况下，图 1 所示的实施方案是可用的。但是，如果情况不是这样，必须对每个分集支路的信道抽头进行自适应估值或自适应预测。这种情况下使用的接收机如图 4 所示，图中的相同部件对应于图 1 中的相同部件。在 30 这一实施方案中，从同步处理可以得到初始信道抽头估值，并且通过对同步场中信道跟踪器的排列，可以进一步改善这些估值。最后，试验的

信号检测可以被反馈回分集支路信道跟踪器，以改进信道估值或预测。

在图 4 中，每一个分集支路有一个相关的信道跟踪器 404。这个信道跟踪器估计或预测信道抽头，这些抽头与提供给判决预处理器 402 的采样数据相对应。跟踪器可以用分集支路信号处理器 401 提供的同步信息初始化。一个正在申请的美国专利给出了一种初始化和跟踪的方法，该专利由 Larsson 等人于 1992 年 9 月提出申请，申请序列号为 No.07/942,270，标题为“一种用于时变无线电信道的信道估计的建立方法”（“A Method of Forming a channel Estimate for a Time-varying Radio Channel”），在这里引入作为参考。信道跟踪器可能有两种模式：排列模式（training mode）和判决引导模式。在排列模式中，信道跟踪器利用经传输的知识来排列信道判决估值。这一知识与传输信号流内的同步序列或其它已知序列相对应。在判决引导模式中，信道跟踪器从判决处理器 403 得到试验性检测数据，并假设它们是正确的。这样允许信道跟踪器修正信道抽头估值。本领域的技术人员知道有许多种的信道跟踪和预测方式。

判决预处理器 402 由采样数据和信道抽头估值或预测计算需要的判决倍增因子。判决处理器 403 用判决倍增因子和序列估计算法，提供试验和最终的检测数据。试验数据用于信道跟踪。在时间 n 时，试验数据对应于对传输信号 $s(n-\text{upd})$ 至 $s(n-\text{upd}-J+1)$ 的判决，这里 upd 是校正的延时设计参数，它是非负整数。这些信号值的知识使得信道跟踪器能够预测确定的接收数据值，并且将预测值与实际值比较。差值可用于校正信道抽头估值，它示用于预测时间 $n+1$ 时的信道值。

根据本发明的优选实施方案之一，本发明用在 IS54 TDMA 数字蜂窝信号接收机上。使用双支天线分集（ $D = 2$ ）和 $T/2$ 间隔均衡（ $M = 2$ ）。信道抽头数（ J ）为 2。当调制是 $\pi/4$ 相移 DQPSK 时， $\pi/4$ 相移能够从接收数据中移去。对于数据样本（ $n+m/M$ ） T ，它可以通过乘以 $\exp(-\pi(n+m/M)4)$ 完成。结果数据可作为 QPSK 信号流处理。

图 4 所示的实施方案可用于解调接收信号。在第 n 次迭代中，判决倍增因子可以由下列给出：

$$e(0,n) = w_{0,0}(n)c_{0,0}^*(0,n)r_0(nT) + w_{0,1}(n)c_{0,1}^*(0,n)r_0((n+1/2)T) \\ + w_{1,0}(n)c_{1,0}^*(0,n)r_1(nT) + w_{1,1}(n)c_{1,1}^*(0,n)r_1((n+1/2)T)$$

$$e(1,n) = w_{0,0}(n)c_{0,0}^*(1,n)r_0(nT) + w_{0,1}(n)c_{0,1}^*(1,n)r_0((n+1/2)T) \\ + w_{1,0}(n)c_{1,0}^*(1,n)r_1(nT) + w_{1,1}(n)c_{1,1}^*(1,n)r_1((n+1/2)T)$$

5.

$$g(0,1,n) = w_{0,0}(n)c_{0,0}^*(0,n)c_{0,0}(1,n) + w_{0,1}(n)c_{0,1}^*(0,n)c_{0,1}(1,n) \\ + w_{1,0}(n)c_{1,0}^*(0,n)c_{1,0}(1,n) + w_{1,1}(n)c_{1,1}^*(0,n)c_{1,1}(1,n)$$

10 $f(j,n)$ 项被忽略，因为对于所有 h ， $|s_h(n)|^2=1$ 。在形成判据时， C'_h 项也被忽略。

判据预处理的实施方案如图 6 所示。接收的数据值存储在数据缓冲器 600 中，信道抽头估值存储在信道抽头缓冲器 601 中，加权因子存储在加权因子缓冲器 602 中。在时间 n 时，判据倍增因子每一次计算一个。选择设备 603 选择两个复数值，这两个值为数据值和信道抽头值或者两个信道抽头值。这些选择值在一个复数/复数乘法器 604 中相乘，该乘法器将一个值与另一个值的共轭相乘得到第一个乘积。选择设备 605 选择一个标量加权因子，该因子在一个复数/标量乘法器 606 中乘以第一个乘积，乘法器 606 将复数和标量相乘得到第二个乘积。第二个乘积在一个累加器 607 中累加。这一过程重复四次，产生一个具体的判据倍增因子。然后累加器被复位，这个过程一直重复到三个判据倍增因子产生为止。

在判据处理器中，在时间 n 时，存在四个与假设的第 $n-1$ 个信号相对应的先前状态，以及四个与假设的第 n 个信号值相对应的当前状态。这样给出 16 个可能的假设供考虑。与给定假设 h 相关联的 δ 判据由下式给出：

$$M_h(n) = \text{Re}\{e(0,n)s_h^*(n) + e(1,n)s_h^*(n-1)\} \\ - \text{Re}\{g(0,1,n)s_h^*(n)s_h(n-1)\}$$

30 判据倍增因子不显性地乘以假设的信号值，因为对于 $s_h^*(n), s_h^*(n-1)$ ，和 $s_h^*(n)s_h(n-1)$ 这些假设值均为 $+1$ ， -1 ， $+i$ 和 $-i$ 。其中 i 表示单位虚数。因此， $(a+ib)$ 乘以这些值分别等于 $a+ib$ ， $-a-ib$ ， $-b+ia$ 和 $b-ia$ 。

这样，16个支路判决可通过一组加法器和反相器得到，加法器和反相器相加或相减判决倍增因子的实部和虚部。

本领域的技术人员已知，除了维特比算法，别的序列估计算法也可以用来生成检测判决判决。比如，可以用序列解码和其它非完备的搜寻方法。那些本领域技术人员将会知道上述的发明能够用于其它分集形式，如频率分集，时间分集和极化分集。最后，上述的发明能有效地结合 MLSE 技术和判决反馈均衡技术，这正如 M. V. Eyuboglu 和 S. U. H. Quteshi 在“简精态序列估值与分配设置和判决反馈” IEEE 通讯交流，36 卷，13 - 20 页，1988 年 1 月(“Reduced state sequence estimation and set partitioning and decision feedback”，IEEE Trans. Commun., Vol.36, pp.13-20, Jan.1988) 中所描述的。

本领域普通技术人员将会体会到，本发明能够以其它形式实施而不违背它的宗旨或基本特性。因此这里公开的实施方案从各方面说都是说明性的和不具有限制性。本发明的范围在所附的权利要求中指明，而不是前面的描述，并且在其等价的含义和范围内的所有变化都将包含在其中。

说明书附图

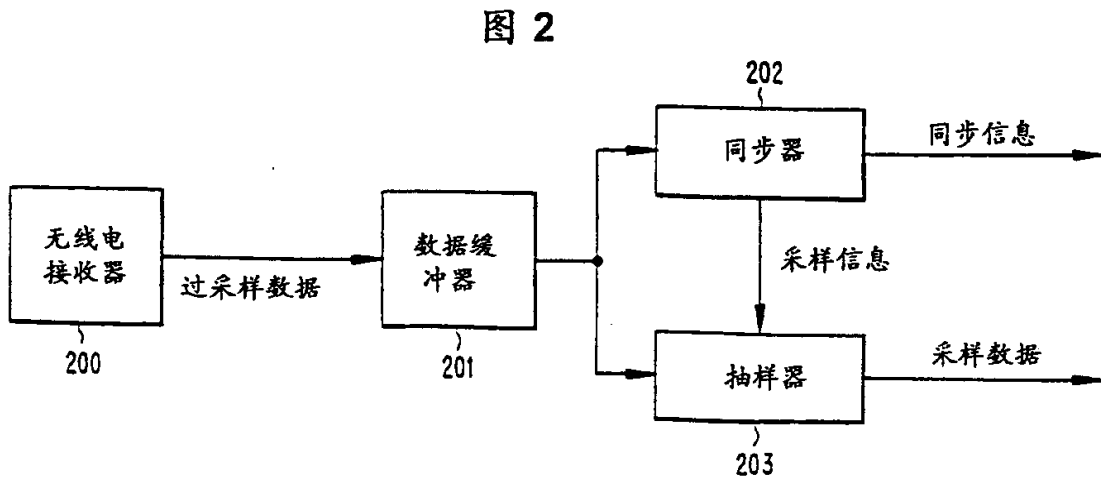
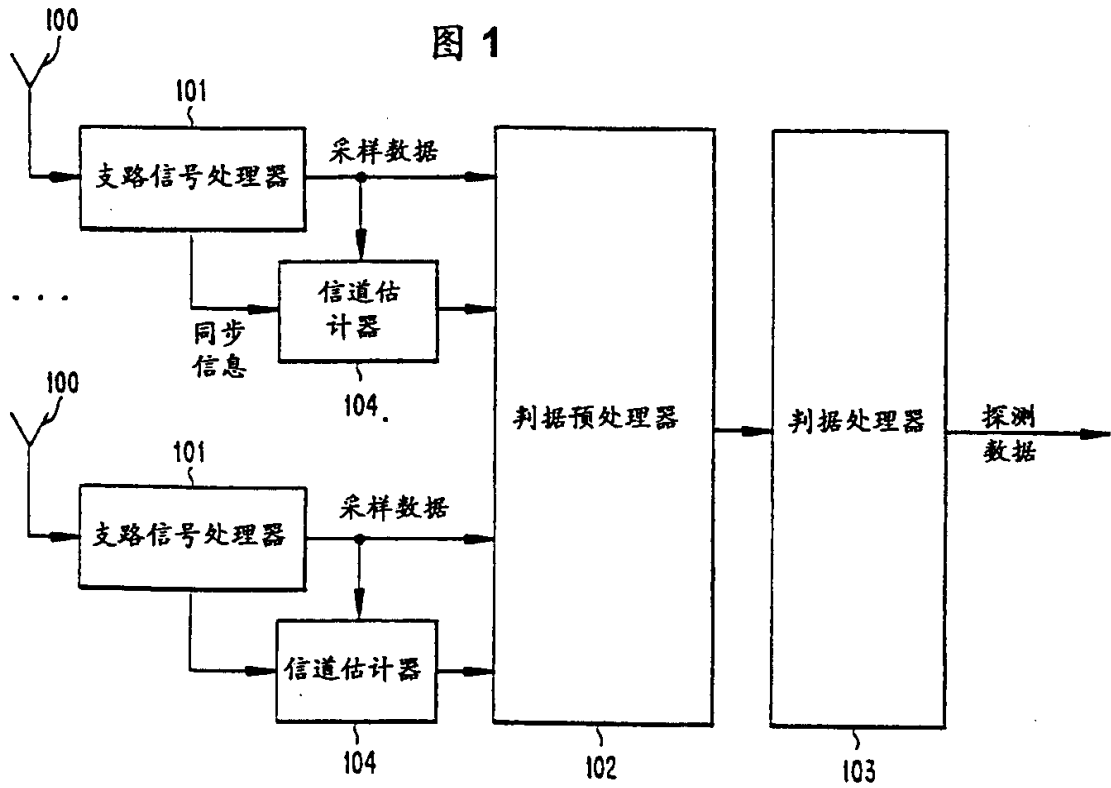


图 3

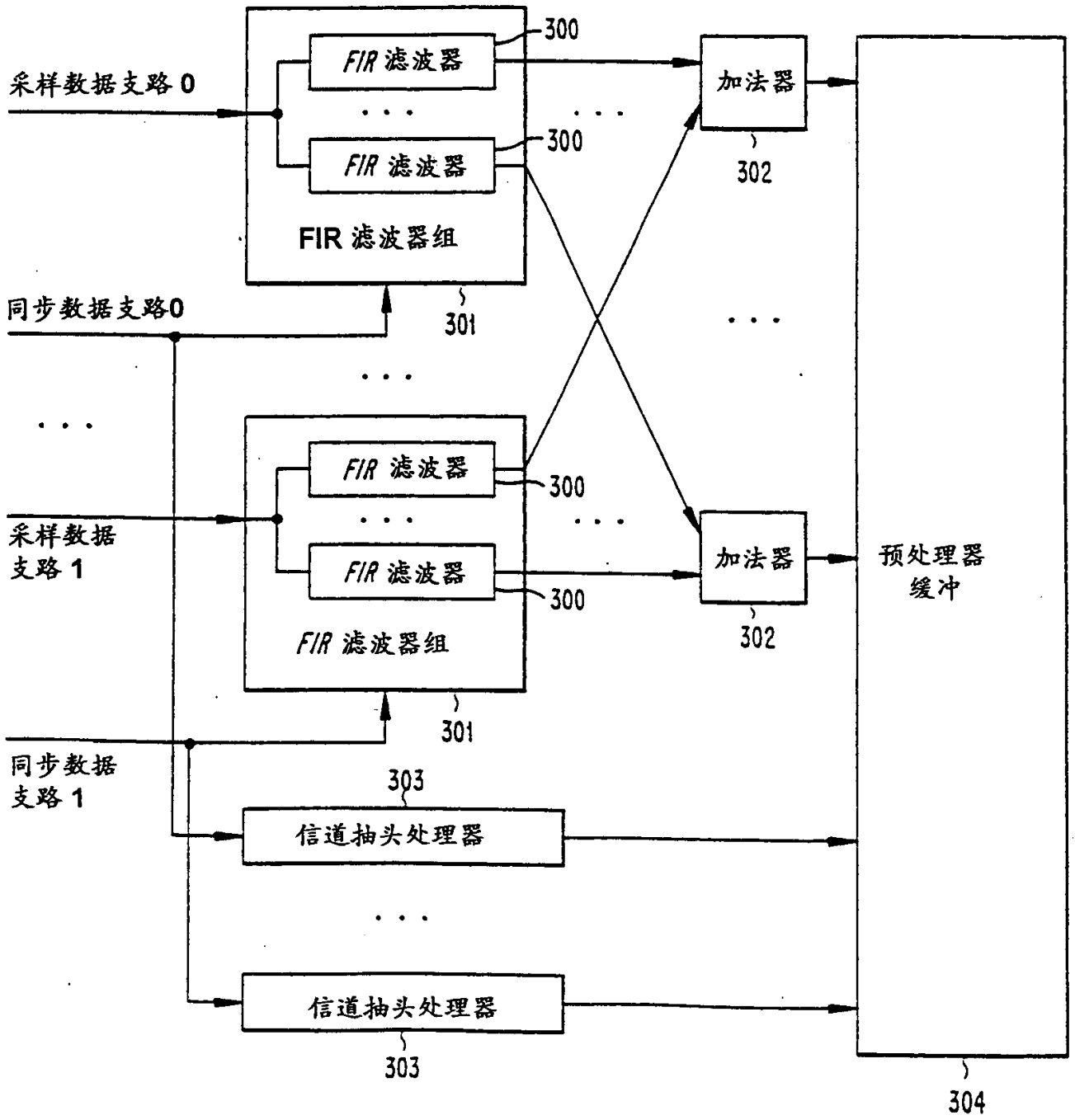


图 4

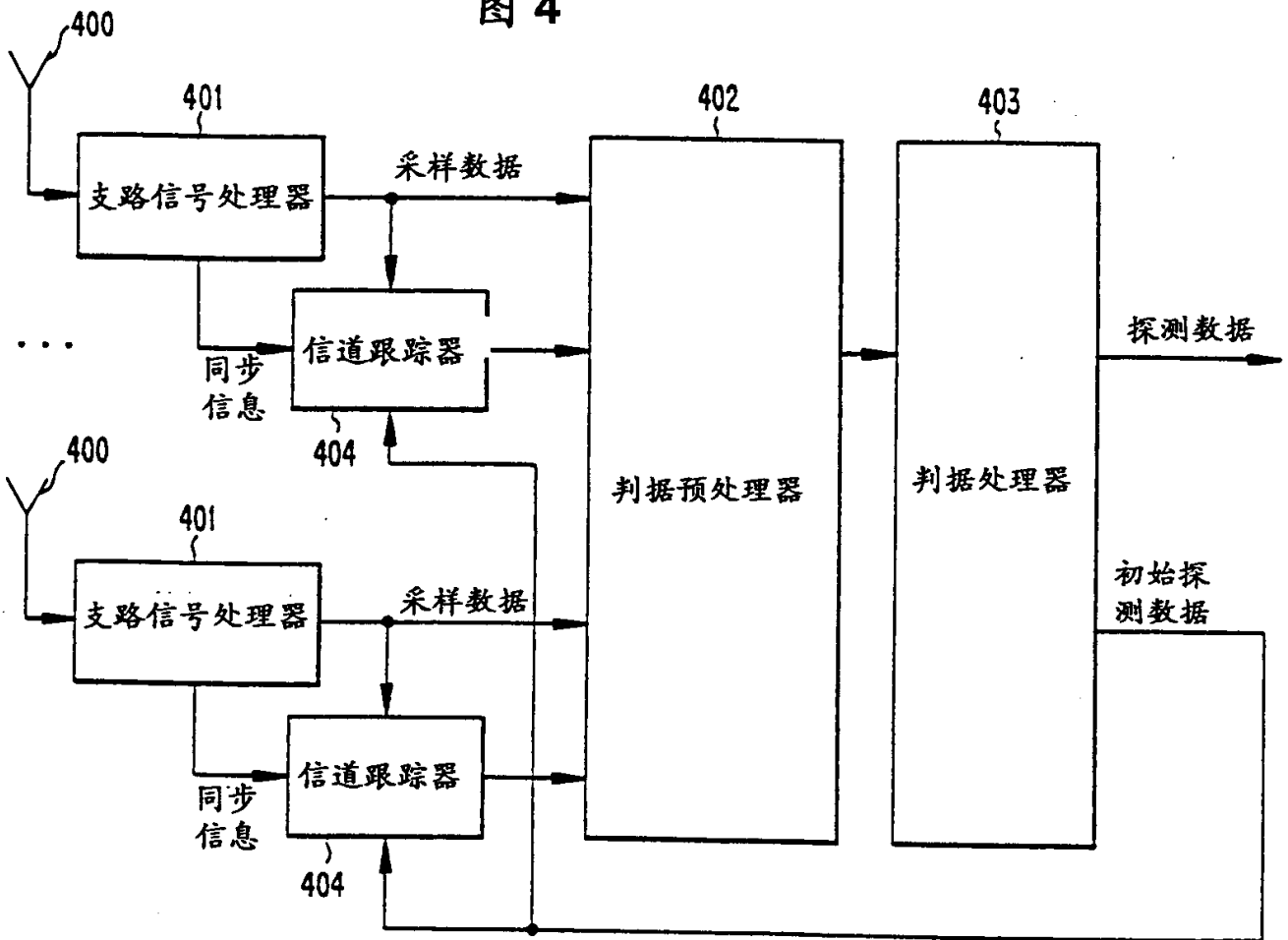


图 5

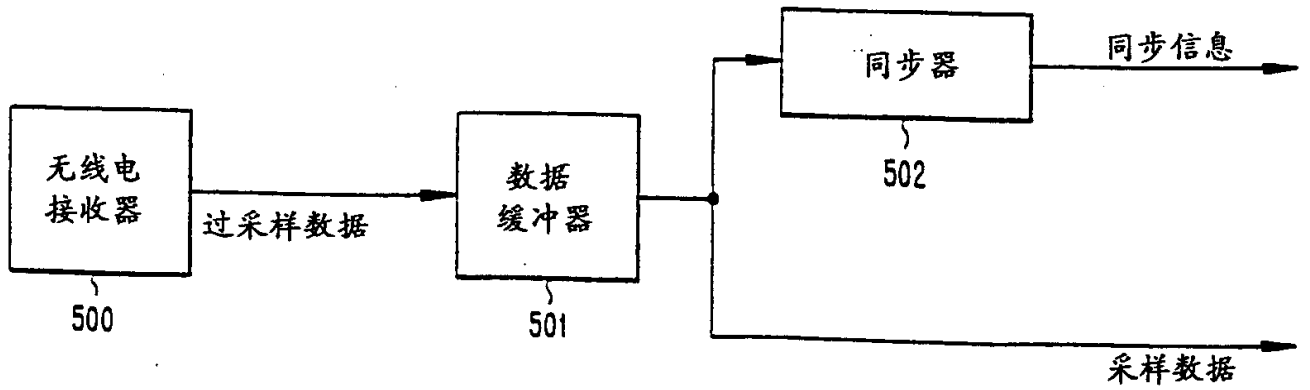


图 6

