

[51] Int. Cl⁷

H04L 1/00

H04L 25/02



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03811901.3

[43] 公开日 2005 年 8 月 17 日

[11] 公开号 CN 1656724A

[22] 申请日 2003.4.15 [21] 申请号 03811901.3

[30] 优先权

[32] 2002. 4.24 [33] US [31] 10/131,662

[86] 国际申请 PCT/US2003/011178 2003.4.15

[87] 国际公布 WO2003/092211 英 2003.11.6

「85」 进入国家阶段日期 2004.11.24

[71] 申请人 飞思卡尔半导体公司

地址 美国得克萨斯

[72] 发明人 克里斯·思伦 迪佩什·柯伊拉腊

达纳·泰帕莱

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任
公司

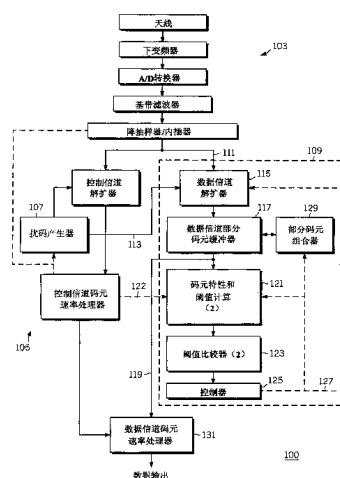
代理人 樊卫民 钟 强

权利要求书 3 页 说明书 21 页 附图 5 页

[54] 发明名称 用于为可变数据速率信号确定上限数据速率的方法和设备

[57] 摘要

一种被安排和构造用来为可变数据速率信号确定上限数据速率的集成电路及其方法包括：缓冲器，比较器和组合器，可操作地比较从该可变数据速率信号中构造的多个部分码元的特性，例如能量统计，和对应于该数量的第一阈值，以便提供第一比较结果；当所述第一比较结果良好时，以第一数据速率信号处理该可变数据速率信号；比较该特性和对应于该数量的第二阈值，以便提供第二比较结果；当该第二比较结果良好时，组合所述第一部分码元以便以第二数据速率提供其它部分码元，该第二数据速率小于所述第一数据速率。



ISSN 1008-4274

1. 一种为可变数据速率信号确定上限数据率的方法，该方法包括以下步骤：

5 对从该可变数据速率信号构造的第一数量的第一部分码元的特性和第一阈值进行第一比较，以便提供第一比较结果，所述第一阈值对应于所述第一数量；

 当所述第一比较结果良好时，以第一数据速率处理该可变数据速率信号；

10 对所述第一数量的所述第一部分码元的所述特性和第二阈值进行第二比较，以便提供第二比较结果，所述第二阈值对应于所述第一数量；和

 当所述第二比较结果良好时，组合所述第一部分码元以便以第二数据速率提供第二部分码元，该第二数据速率小于所述第一数据速率。

15

2. 如权利要求 1 的方法，当所述第一比较结果和所述第二比较结果都不好时，进一步包括以下步骤：把所述第一部分码元的所述第一数量增加到第二数量并且重复所述第一比较、所述处理、所述第二比较和所述组合步骤。

20

3. 如权利要求 1 的方法，当所述第二比较结果良好时，进一步包括，如下重复权利要求 1 的步骤：

25 对从该可变数据速率信号构造的第二数量的所述第二部分码元的特性和第三阈值进行第一比较，以便提供第三比较结果，所述第三阈值对应于所述第二数量；

 当所述第三比较结果良好时，以所述第二数据速率处理该可变数据速率信号；

30 对所述第二数量的所述第二部分码元的所述特性和第四阈值进行第二比较，以便提供第四比较结果，所述第四阈值对应于所述第二数

量；和

当所述第四比较结果良好时，组合所述第二部分码元以便以第三数据速率提供第三部分码元，该第三数据速率小于所述第二数据速率。

5

4. 如权利要求 1 的方法，其中，所述对所述特性进行第一比较进一步包括：比较与所述第一数量的所述第一部分码元的能量成正比的特性。

10

5. 如权利要求 1 的方法，其中，所述对所述特性和所述第二阈值进行第二比较进一步包括：对所述特性与确认该可变数据速率信号不包括所述第一数据速率达到一个预定置信度的阈值进行比较。

15

6. 一种被安排和构造用来为可变数据速率信号确定上限数据速率的集成电路，该集成电路在组合中包括：

缓冲器，用于对从该可变数据速率信号构造的第一数量的第一部分码元排队；

20

比较器，用于对所述第一数量的所述第一部分码元的特性和第一阈值进行第一比较，以便提供第一比较结果，所述第一阈值对应于所述第一数量，所述比较器进一步用于对所述第一数量的所述第一部分码元的所述特性和第二阈值进行第二比较，以便提供第二比较结果，所述第二阈值对应于所述第一数量；

25

当所述第一比较结果良好时，所述缓冲器提供该第一部分码元作为用于进一步以第一数据速率处理该可变数据速率信号的码元；以及组合器，用于当所述第二比较结果良好时，组合所述第一部分码元以便以第二数据速率提供第二部分码元，该第二数据速率小于所述第一数据速率。

30

7. 如权利要求 6 的集成电路，进一步包括连接到该缓冲器和该比较器的计算器，用于计算所述特性以及所述第一阈值和所述第二阈

值。

5 8. 如权利要求 7 的集成电路，进一步包括连接到该比较器的控制器，用于控制所述计算器、所述组合器、所述缓冲器和解扩器，以便该集成电路确定该上限数据速率。

10 9. 如权利要求 8 的集成电路，其中，当所述第一比较结果和所述第二比较结果都不好时，所述解扩器和所述缓冲器操作以便把所述第一部分码元的所述第一数量增加到第二数量，并且，所述计算器、所述比较器和所述组合器重复所述计算、所述第一比较、所述第二比较、所述提供和所述组合操作。

10. 如权利要求 6 的集成电路，其中，该可变数据速率信号是具有可变数据速率的码分多址信号。

用于为可变数据速率信号确定上限数据速率的方法和设备

5 技术领域

本发明一般涉及通信系统，更具体地涉及一种用于在通信系统中为可变数据速率信号确定数据速率的方法和设备。

背景技术

10 通信系统，特别是无线通信系统已经变得相对更加复杂并且具有更大的系统容量和更高的操作频率。为了不同的用户群提供服务，在这些系统中有越来越多的变化和对那些系统的更多修改。现在这些系统的许多都使用具有可变数据速率的通信协议。例如，考虑到大多人在听的时候并不说话这样的观察，码分多址（CDMA），例如 IS-95
15 或 CDMA2000，使用了可变数据速率信号。这样，当用户在听的时候可以降低发射数据速率，从而降低对其它用户潜在的干扰并且增加系统容量。

现在正在讨论和部署的系统，如 GPRS、2.5G 和 3G 系统，通常
20 都是分组交换而不是电路交换并且大多包括对可变数据速率的规定。当需要并且信道条件允许时，这些可变数据速率允许在合理的时间周期中有更大的数据传输。典型地是，在 CDMA 系统中，通过采用不同的扩展因子来适应可变数据速率。基本上，这可以看作一个给定的信息可以在多少信道码元和码片上扩展。例如，在一个通常称为宽带
25 CDMA 或 WCDMA 的 CDMA 系统中，信号码元或码片速率是每秒 3.84 兆个码片（Mcps）并且可以使用从 4 到 256 的扩展因子，从而能使数据速率或数据码元速率根据需要的带宽和信道条件从每秒 960 千个码元（Ksps）降到 15 Ksps。

30 通常，用于这些可变数据速率信号的接收单元不知道正在使用的

数据速率或扩展因子，因此必须在一个信号被正确解码等等之前进行盲速率确定。这在提出的 WCDMA 系统中将更加复杂，在 WCDMA 系统中该数据速率可以随着每个数据帧改变，其中数据帧已经被定义为持续时间为 10 毫秒或 38,400 个码片。这些系统的许多还可利用更加复杂的天线结构，从而利用在多个路径上发射和接收信号。所有的要点是必须传输和处理的数据量巨大，并且这在上行链路接收机，例如在可能同时接收几十个用户的基站接收机处被进一步加重。不用说，通过把以码片速率为单位的数据降低为以信息码元速率为单元的数据，可以大大降低数据量和造成的带宽问题。

各种技术都已经用于这种盲数据速率确定。一种技术基本上是比较在控制信道上所有码元的功率和数据信道上的功率。这种技术虽然简单，但是除了确定没有信号出现的情况之外，对其它情况都不准确。另一种方法是，接收一串数据，该串数据足够长而能包括一个 CRC 纠错码，并且考虑每个可能扩展因子来尝试寻找一个正确的 CRC。这种方法在给定一个相当稳定的信道的情况下工作得相当好，但是必须缓存大量的数据并且必须重复地进行复杂的运算，直到找到一个正确的 CRC（如果有的话）。另一种方法相当于对于每个可能的扩展因子与每个可能的码元流执行一次自相关并且选择在最高扩展因子的一些数量的码元上导致最大自相关的扩展因子。虽然声称这种处理可以起作用，但是在能够进行基于每个可能的扩展因子的信号比较之前它仍然需要相当大的数据量和大量的复杂运算。

因此需要一种方法和设备能够有效地以迅速的形式为可变数据速率信号确定数据速率，而不会发生现有技术所观察到的问题。

附图说明

在附图中，各个视图中相同的参考标记指示相同或功能类似的元件，附图和下面的详细说明都包含在说明中并且组成说明书的一部分，用于进一步说明所有根据本发明的各种实施例并且解释其各种原

理和优点。

图 1 说明根据本发明的接收机优选实施例的框图；

图 2 说明图 1 的接收机可以用于接收的示范性可变数据速率信号的数据结构图；并且

5 图 3 到图 5 表示根据本发明为可变数据速率信号确定数据速率的替换方法的优选实施例。

具体实施方式

总的来说，本公开涉及利用接收机为在通信系统中操作的通信单元或更具体地是其用户提供服务的通信系统。现在讨论和公开更具体的各种发明概念和原理，它们被具体实现为用于快速和有效地为可变数据速率信号识别数据速率或进行盲数据速率确定的方法和设备。特别关心的通信系统是这些正在部署和开发的系统，例如 GSM、GPRS、EDGE、TETRA、iDEN、CDMA、W-CDMA、CDMA2000、2.5G 或 3G 系统，为了给用户提供高数据性能，它们使用诸如 QPSK、DQPSK、OQPSK、BPSK、QAM 的调制格式和扩频或其变形和演化，这些调制方式利用或将利用可变数据速率信号。

如下面进一步的讨论，可以有利地采用各种发明原理和其组合，以方便对具有未知的实际数据速率的可变数据速率信号的上限数据速率确定。如果利用这些原理、概念或其等效方式，这种确定可以快速、准确并且有效地完成而没有处理或数据排队上的过度负担，从而减轻与已知系统和技术相关的各种问题，同时仍然利于有效利用成本和高性能的数据速率确定。

25 提供目前的公开，以便进一步以一种能动形式解释制造和使用根据本发明的各种实施例的最佳模式。进一步提供本公开，是为了增强对本发明的原理和其优点的理解和认识，而不是以任何方式限制本发明。本发明仅受附加权利要求的限定，权利要求包括在本申请待决期间进行的各种修改和所提出的那些权利要求的所有等效方式。

应该进一步理解，相关术语的使用（如果有的话），例如第一和第二，顶部和底部等等都仅仅用于区分各个实体或动作，而不是必需的要求或隐含这些实体或动作之间的任何实际的这些关系或顺序。本
5 发明的许多功能和本发明的许多原理最好用或以软件程序或指令和诸如应用专用 IC 这样的集成电路（IC）来实现。可以预料到本领域普通技术人员，尽管可能受到例如可用时间、当前技术和经济考虑所激励通过很多努力和许多设计选择也可以实现，但是当受到在此公开的概念和原理的指导时将很容易能够用最少的实验产生这样的软件指令
10 和程序和 IC。因此为了简明和使造成根据本发明的原理和概念不清楚的风险最小，这种软件和 IC 的进一步讨论（如果有的话）将限于关于优选实施例的原理和概念的本质。

参照图 1，表示并描述根据在此的原理和概念修改的接收机的简化功能框图。图 1 示出了一种根据如下面进一步讨论的一定发明原理
15 和概念修改的已知 CDMA 接收机功能框图。当 CDMA 尤其是 WCDMA 或 UMTS 接收机可以找到目前这些特别有利的原理和概念，给定要处理的大量数据，一旦确定了正确的数据速率将可能大大缩减这些数据量，这些原理还将有利于其它必须进行盲数据速率确定的接收机。进
20 一步的讨论将限制在接收机的优选 CDMA 实施例中。

图 1 的接收机 100 被安排和构造用于为可变数据速率信号确定上限数据速率。总的来说，该接收机包括一个基本上公知的前端 103，并且包括如所示相互连接的、具有一个或多个元件用于吸收射频信号
25 的天线系统；下变频器，混频或把这些射频信号转换为基带信号；A/D 转换器，把该信号转换为数字信号；基带滤波器，对数字信号滤波以尽可能多地拒绝信道引入的噪声并且为基带信号提供正确的功率谱密度；以及降抽样器和内插器，降低来自 A/D 转换器的抽样速率并且根据来自接收机控制部分 105 的反馈信号对这些抽样进行时间校准或内
30 插，以提供具有未知数据速率的基带信号。该接收机控制部分 105 是

已知的，包括如所示相互连接的、控制信道解扩器，把该基带信号与对应于预定的 CDMA 控制信道并且由扰码产生器 107 提供的 PN 序列相关，以提供控制信道码元给控制信道码元处理器，该控制信道码元处理器提供上述的反馈信号。

5

该基带信号还在输入 111 应用于数据速率处理器。总之，该处理器以最高数据速率构造小数量的部分码元，从该小数量中计算特性和各种阈值，并且基于特性和阈值的比较，确认或排除该最高数据速率并且在后者的情况中把这些部分码元组合为接下来更长的码元并且对随后的较小数据速率重复该处理直到确认该数据速率。剩余的这些讨论致力于这些细节和基础的发明原理和其概念。在输入 111 处的基带信号在数据信道解扩器 115 通过在输入 113 扰码产生器 107 提供的一个 PN 序列解扩或与其相关。在输入 113 的该 PN 序列对应于来自已知用户的信号并且该结果是以码片速率为单位的解扩或相关码元序列。

10
15

现在参照图 2，将提供码片数据速率信号的描述，以便确保通用术语可用于我们剩余讨论。WCDMA 基带信号是每秒 3.84 兆个码片 (Mcps) 的信号，如 201 所示，信号通常被组织为每秒 100 帧，每个帧长度为 10 毫秒并且包括 38,400 码片。如早前所说明的，当这是可变数据速率信号时，数据码元速率可以从每秒 960 千个码元 (Ksps) 降到 15Ksps，这取决于扩展因子或给定数据码元在多少码片上扩展。如所示，在 203，每个帧进一步分为 15 个时隙或功率控制群 (PCG)，每个时隙包括 2560 个码片。为了本目的，这些时隙进一步被分解为 10 个块，如在 205 所示每个块包括 256 个码片。如在 207 所示，具有扩展因子 4，相当于相应于数据速率为 960 KSPS 的 64 个数据码元。在 209，扩展因子为 8 表示在每个块中是相应于数据速率为 480 Ksps 的 32 个数据码元，并且以此类推，直到扩展因子 256 表示相应于数据速率为 15 Ksps 的一个数据码元，如 211 所示。

20
25
30

返回到图 1，数据信道解扩器 115，实际上典型地包括一个码元组合器，该组合器根据最低或最小的可能扩展因子（对于 WCDMA 为 4）或如反馈信号所指示的那样组合解扩码元。作为简略综述，相关器的输出将是码片速率为单位（对于 WCDMA 为 3.84Mcps）包括 I 和 Q 分量的码元，并且这些码元与通过码元组合器组合的 4 个相邻码元相组合或用代数方法相加，并且这些以扩展因子 4 解扩和组合的部分码元将被连接到部分码元缓冲器 117。其称为部分码元，因为与可变数据速率信号相关的实际数据速率和扩展因子还没有被确定。在任何事件中，缓冲器排队或存储从该可变数据速率信号中构造的第一数量的第一部分码元。注意，数据速率处理器 109 的输出 119 去往数据信道码元处理器 131。典型地，以 DSP 实现的该码元处理器 131，将被迫以最大可能的数据速率处理每个基带信号。当接收机接收上行链路信号时，在上行链路信号中存在许多用户，输入到 DSP 的数据速率可能是占优势的。因此在数据速率中数据速率处理器和其方法的任务或期望结果之一将大大降低。由于用户的预期数据速率远小于最高数据速率，因此这可能给出在此讨论和公开的发明原理和概念。

缓冲器的输出，还和在输入 122 来自控制信道码元速率处理器的噪声和码元功率信息一起，连接到计算器 121，在计算器 121 计算码元特性和第一和第二阈值，每个都对应第一数量的第一部分码元，例如在图 2 的框中的码元数量，并且特性和阈值被连接到比较器 123。比较器 123 用于第一比较第一数量的第一部分码元的特性和第一阈值，以便提供一个第一比较结果，并且该比较器进一步用于第二比较第一数量的第一部分码元和第二阈值以提供一个第二比较结果。当第一比较结果良好时，优选地表示存在该第一数据速率，缓冲器把该第一部分码元作为用于进一步以第一数据速率处理可变数据速率信号的码元提供给处理器 131，并且当第二比较结果良好时，最好排除该第一数据速率的可能性，组合器或部分码元组合器 129 组合该第一部分码元以便以第二数据速率提供第二部分码元，该第二数据速率小于第一数据速率。尽管并不总是如图 2 所示的 CDMA 信号的情况，但是

该组合步骤仍然比较简单，由扩展因子 4 得到的具有 I 和 Q 分量的相邻码元被代数组合或相加，以提供具有扩展因子 8 的码元的 I 和 Q 分量，以此类推用于进一步的组合步骤。注意，比较器 121 连接到控制器 125，该控制器 125 控制计算器、组合器、缓冲器和解扩器，以便接收机确定上限数据速率。还要注意，第一和第二比较结果可能是不确定的，这表示它们两个都不好，在这种情况下解扩器和缓冲器操作以便例如通过包括另一个块部分码元把第一部分码元的第一数量增加到第二数量，并且计算器、比较器和组合器最好在控制器 125 的控制下重复该计算、第一比较、第二比较、提供和组合操作。此外，尽管在所示的该处理或流程中输出 119 来自缓冲器 117，但是一旦已经确定数据速率，可能更适于把来自解扩器 115 的输出直接连接到数据码元速率处理器 131。控制器 125 将通过控制信号 127 控制该过程。另外回想，对于 WCDMA 信号，需要对于每个帧或每 10 毫秒确定一次数据速率。

根据本发明的实施例的一方面是软件程序，当在可编程集成电路上安装和操作或由可编程集成电路执行时，将使得集成电路便于为可编数据速率信号确定上限数据速率。总之，上面讨论的功能中的许多或所有以及下面将讨论的更详细的功能可以有利地由执行软件指令的目标机器或处理器来承担，这些软件指令根据执行该软件程序的目标机器设计并编写。给出在此的讨论和公开，软件程序的设计和起草细节将肯定在普通技术人员的能力范围内。例如，软件程序将包括一些指令，当执行这些指令时这些指令将执行或使目标机器或处理器执行一种方法，该方法包括第一比较从可变数据速率信号中构造的第一数量的第一部分码元的特性和第一阈值，以便提供第一比较结果，在这里第一阈值对应第一数量。接下来当第一比较结果良好，可以确认存在具有对应于第一部分码元的数据速率和码元的信号时，将采用或执行以第一数据速率处理可变数据速率信号。

如果不好时，那么执行第二比较第一数量的第一部分码元和第二

阈值的处理，以便提供第二比较结果，这里第二阈值也对应第一数量。当第二比较结果良好，排除第一数据速率的存在时，该处理组合第一部分码元以便以第二数据速率提供第二部分码元，第二数据速率小于第一数据速率。当两个比较结果都不好时，程序包括一些指令，把用于计算特性和阈值的部分码元的数量增加到第二数量的部分码元，并且重复第一比较、处理、第二比较和组合这些步骤，直到为该可变数据速率信号确定了数据速率。

数据速率处理器可以有利地以集成电路的形式来实现。可以是一个或多个集成电路，并且普通技术人员将能够根据在此公开的原理的概念进行许多设计选择。一种优选构成具有以例如应用专用集成电路或现场可编程逻辑阵列这样的定制或半定制的集成电路实现的解扩器 115 及其所包含的码元组合器和部分码元缓冲器 117，以及以诸如 DSP 或其它小处理器这样的可编程集成电路实现的数据速率处理器 109 功能的剩余部分。在一种构成中，这些功能可以通过 DSP 实现，该 DSP 可以处理数据信道码元速率处理器 131 的工作。

现在将回顾数据速率处理器的集成电路方面。该讨论有些是上面说明的一些重复。集成电路被安排和构造用来为可变数据速率信号确定上限数据速率，可变数据速率信号例如在诸如 WCDMA 或 UMTS 等等这样的 CDMA 信号中可以找到的信号。集成电路包括缓冲器 117，用于对从可变数据速率信号中构造的、相应于第一数据速率的第一数量的第一部分码元排队，第一数据速率最好是可变数据速率的最高可能数据速率；比较器 123，用于第一比较该第一数量的第一部分码元的特性和第一阈值，以便提供第一比较结果，这里第一阈值对应第一数量，该比较器进一步用于第二比较该第一数量的第一码元和第二阈值，以提供第二比较结果，这里第二阈值对应第一数量；其中当该第一比较结果良好时，该缓冲器提供该第一部分码元作为用于进一步以第一数据速率处理该可变数据速率信号的码元；并且当第二比较结果良好时，组合器 129 被安排用于组合该第一部分码元以便以第二数据

速率提供第二部分码元，该第二数据速率小于第一数据速率，最好是其一半。

5 最好，集成电路进一步包括计算器 121 或处理器，其连接到该缓冲器和该比较器，用于计算特性与第一阈值和第二阈值；以及控制器 125，连接到该比较器，用于控制该计算器、该组合器、该缓冲器和解扩器，该控制器最好也包含在集成电路中，以便该集成电路确定上限数据速率。最好，当第一比较结果和第二比较结果都不好时，解扩器 115 和缓冲器 117 经在 127 的反馈信号受控制器 125 控制，进行操作以便把第一部分码元的第一数量增加为第二数量，并且计算器、比较器和组合器重复计算、第一比较和第二比较、提供、组合操作一次或多次，直到为可变数据速率信号确定了数据速率。当第二比较结果良好时，集成电路在控制器的控制下重复这些操作。

15 特别是，计算器计算从可变数据速率信号中构造的第二数量的第二部分码元的特性与第三阈值和第四阈值，每个对应该第二数量；比较器比较该特性和第三阈值，以便提供第三比较结果，并且进一步比较该第二数量的第二部分码元的特性和该第四阈值，以便提供第四比较结果；其中当该第三比较结果良好时，该缓冲器和该解扩器直接提供该第二部分码元作为用于进一步以第二数据速率处理该可变数据速率信号的码元；并且当该第四比较结果良好时，该组合器组合该第二部分码元，以便以第三数据速率提供第三部分码元，该第三数据速率小于该第二数据速率。

25 集成电路，特别是比较器，最好比较与第一数量的第一部分码元的平方线性组合的能量或总和成正比的特性或统计或对应信道条件估计的特性或统计与第一和第二阈值，平方线性组合是例如相邻对之间的差值。在下面将进一步讨论和发展这三个可替换特性或统计和相应的阈值的每一个。集成电路，特别是比较器，比较该特性和一个第一
30 阈值，当比较结果良好时该阈值确认该可变数据速率信号包括该第一

数据速率达到一个预定置信度。最好，当该可变数据速率信号不包括该第一数据速率时，该第一阈值对应于第一数量的第一部分码元的期望均值加上预定多个标准差，这样一来，当该特性超过该阈值时，该第一比较结果良好，这意味着该第一数据速率的存在具有相应于该预定数量的方差的置信度，例如给定高斯分布对于 99.99%的置信度，标准差为 3.7。

集成电路或比较器比较该特性或统计和第二阈值，该阈值确认该可变数据速率信号不包括该第一数据速率达到一个预定置信度或排除该第一数据速率达到该置信度。最好，当该可变数据速率信号包括该第一数据速率时，该第二阈值对应第一数量的第一部分码元的期望均值减去预定数量的标准差，这样一来，当该特性小于该阈值时，该第二比较结果良好，这意味着该第一数据速率不存在具有相应于该预定数量的方差的置信度，例如给定高斯分布对于 99.99%的置信度，标准差为 3.7。

现在将用一些时间来讨论用于确定一个或多个特性或统计和各个阈值的基础概念。讨论的大部分将考虑 CDMA 信号，但是基础概念类似于其它形式的信号。在接收机接收的对于每个用户有多条路径的信号，特别是 WCDMA 信号，可以表示为一系列复“码片” $C_1, C_2, \dots$ ，其中接收机例如是在基站或用户单元内的，这里每个 C_n 是一个具有实部和虚部的复数。对每个单独用户的每个单独多径解调这些码片首先包括把码片“解扩”为码元（这是解扩器 115 输出的表示）；

$$\begin{aligned} Z_1 &\equiv C_1 \cdot L_1 + \dots + C_{SF} \cdot L_{SF}; \\ Z_2 &\equiv C_{SF+1} \cdot L_{SF+1} + \dots + C_{2 \cdot SF} \cdot L_{2 \cdot SF}; \\ &\dots \\ Z_K &\equiv C_{(K-1) \cdot SF+1} \cdot L_{(K-1) \cdot SF+1} + \dots + C_{K \cdot SF} \cdot L_{K \cdot SF}; \end{aligned}$$

这里， L_k 代表由产生器 107 提供的“扰码”的码片。已知，在 CDMA 系统中，用于每个用户的每个多径具有它自己的相关扰码，因此，每个多径具有它自己的相关码元流。数字 SF 称为“扩展因子”，并且

目前建议的是 2 的幂：SF=2^s，s=2,3,...8。

我们现在聚焦在这些码元流之一上。解扩达 2^s 的码片得到的接收、组合码元是，

$$5 \quad Z_k = \zeta_k \cdot S_k + n_k, \quad k=1, \dots, K$$

这里：

ζ_k 是对应码片 $\{C_{(K-1)SF+1} \dots C_{K \cdot SF}\}$ 的发射源比特 (+1 或 -1)；

S_k 是复信道（传播条件确定的）；以及

n_k 是复噪声（包括来自其它用户的干扰）。

10

我们假定噪声 n_k 是具有总方差为 σ^2 的独立复高斯分布变量，（实部和虚部都具有方差 $\sigma^2/2$ ）。我们进一步假定，基于保留一个正确的链路容限，用户的目标信噪比（SNR）是 D dB，这对应于标称码元功率 P，这里 $P=10^{0.1D}$ 。下面，我们将使用以下事实，即如果信号被解扩为 SF/2 而不是 SF，那么标称功率就为 P/2。

15

现在我们研究基于能量的特性的统计和阈值的使用和开发，基于能量的特性我们称为能量检测（ED）特性或统计。我们首先研究能量检测统计的使用：

$$20 \quad X = \sum_{k=1, \dots, K} |Z_k|^2。$$

统计 X 近似为高斯的，因为它是 K 个单独的独立分布随机变量（iid r.v.'s）的求和，这里 K 是上面讨论的部分码元的数量，是一个较大的数。X 的均值和方差可以如下计算。对于接收到的码元 Z（为了简短，我们去掉下标 k），我们有 $|Z|^2 = |\zeta \cdot S + n|^2 = |S|^2 + 2 \cdot \text{Re}\{\zeta \cdot S^* n\} + |n|^2$ 。

25

然后是由 $E[|Z|^2] = |S|^2 + \sigma^2$ 给出 $|Z|^2$ 的期望值。现在，我们可以从复高斯随机变量 n 的性质中计算：

$$\text{Var}[|n|^2] = \sigma^4 \text{ 并且 } \text{Var}[2 \cdot \text{Re}\{\zeta \cdot S^* n\}] = 4 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2/2 = 2 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2/2。 \text{ 因此，}$$

30

$\text{Var}[|Z|^2] = \sigma^2(\sigma^2 + 2|S|^2)$ 。这样，如果有一个 SNR 等于 D dB 的信号，那

么 X 是均值等于 $K \cdot \sigma^2 \cdot (P+1)$ 并且方差等于 $K \cdot 4\sigma^4 \cdot (2P+1)$ 的高斯, 这里 $P \equiv 10^{0.1D}$ 。

如果我们想要排除以置信度 $1-\alpha$ 存在的信号概率 (这里, α 是一个很小的数, 比方说 10^{-4}), 那么我们设置一个等于信号存在时的期望值减去信号存在时的多个标准差的阈值, 该数对应希望的置信度: $K \cdot \sigma^2 \cdot (P+1) - N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (2P+1)}$, 这里 N_α 是与 (单向的) 置信度 $1-\alpha$ 相关的标准差的数量。如果统计低于该阈值, 那么我们拒绝以置信度 $1-\alpha$ 存在的信号概率。

到目前为止, 我们讨论排除信号的存在。假定改为, 我们想要确认扩展因子为 2^s 的信号存在, 这等效于排除其它。在这种情况下, 最坏情况的选择是下一个更大扩展因子 2^{s+1} 信号存在。假定在次大扩展因子的 (最大可能) 最坏情况 SNR 是 D' dB, 相应于 $P' \cdot 2\sigma^2$ 的标称功率, 这里 $P' \equiv 10^{0.1D'}$ (注意, 在扩展因子 $2^s = 256$ 的情况中, 我们有 $P' = 0$)。在扩展因子 2^s 的相应功率是 $P' \cdot \sigma^2 / 2$ 。如果我们想要排除以 $SF=2^s$ 不存在具有置信度 $1-\alpha$ 的信号概率 (这里, α 是一个很小的数, 比方说 10^{-4}), 那么我们设置一个阈值:

$$K \cdot \sigma^2 \cdot (P'/2 + 1) + N_\alpha \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (P'+1)},$$

这里, N_α 是与 (单向的) 置信度 $1-\alpha$ 相关的标准差。如果统计高于该阈值, 那么我们拒绝扩展因子大于 2^s 具有置信度 $1-\alpha$ 的 (或信号不存在) 的概率。

这里, 我们给出一个说明性例子。 $SF=256$ 并且信号功率 = 3 dB (相应于 $P=2$), $K=150$ (它相应于在 $SF=256$ 时的一帧码元), $N_\alpha=3.7$ (对应 $\alpha=1e-4$), $\sigma^2=1$, 我们有 (使用 $P'=0$):

$$\text{信号不存在的上界: } 150 + 3.7 \cdot \sqrt{150} = 195.3$$

$$SF \ 256 \text{ 信号存在的下界: } 450 - 3.7 \cdot \sqrt{750} = 349$$

因为 $195.3 < 349$, 因此我们总是可以确信, 以至少 0.9999 的置信度在一个信号帧内确定 $SF \ 256$ 信号存在/不存在。

现在让我们看看,算法是否可以以置信度 0.9999 排除在 3dB 的 SF 128。在 SF 128 试验,我们使 $K=300$, $N_a=3.7$, $\sigma^2=1$, 那么两个阈值是

5 SF 256 信号存在的上界: $600+3.7 \cdot \sqrt{300 \cdot 3}=711$

SF 128 信号存在的下界: $900-3.7 \cdot \sqrt{300 \cdot 5}=757$

因为 $711 < 757$, 因此可能以置信度 0.9999 排除 SF 128。那么在这种情况下,可以以置信度 0.9999 发现实际扩展因子。

10 假定不是一条信号路径,我们有 M 个多径,并且采用判定统计或特性: $X' \equiv \sum_{m=1, \dots, M} \sum_{k=1, \dots, K} |Z_{mk}|^2$, 这里 Z_{mk} 是在第 m 个多径上第 k 个接收的码元。注意,不需要进行码元的最大比合并 (MRC) 组合,以得到该统计 (所以不需要信道估计): 宁可只需要从所有多径中添加 ED 统计,以得到一个检测的信号,判定统计 X' 。因为期望值和方差都相加,因此我们有我们的阈值 $K \cdot \sum_{m=1, \dots, M} \sigma_m^2 \cdot (P_m + 1) - N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1, \dots, M} \sigma_m^4 \cdot (2 \cdot P_m + 1)}$ 来排除信号存在情况 (当阈值超过 X') 时,并且用 $K \cdot \sum_{m=1, \dots, M} \sigma_m^2 \cdot (P'_m / 2 + 1) + N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1, \dots, M} \sigma_m^4 \cdot (P'_m + 1)}$ 来排除信号不存在的情况 (当 X' 超过该阈值时)。假定所有 σ_m^2 相等,并且对 MRC 信号使用 $\sum_{m=1, \dots, M} P_m = P \equiv$ 标称 SNR 的事实,我们有阈值

15 $K \cdot \sigma^2 \cdot (P + M) - N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P + M)}$ 来排除信号存在的情况,并且有 $K \cdot \sigma^2 \cdot (P' / 2 + M) + N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (P' + M)}$ 来排除没有信号的情况,这里 $\sigma^2 \equiv$ 每个路径的噪声方差; $K \equiv$ 在估计中使用的码元数量; $M \equiv$ 组合的多径数量; $N_a \equiv$ 与单边置信度 $1-\alpha$ 相关的标准差的数量; $P \equiv$ MRC 码元的标称 SNR。

25

$P' =$ 在次高的扩展因子 MRC 码元的最坏情况 SNR (如果 $SF < 256$, $P' = P$, 并且如果 $SF = 256$, $P' = 0$)。

另一种在 SF 的 2^s 和 2^{s+1} 与相应数据速率之间的判定方法是使用

30 下面的判定统计 $Y \equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} |Z_{2k} - Z_{2k-1}|^2 = \sum_{k=1, \dots, K/2} |S \cdot (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) + (n_{2k} - n_{2k-1})|^2$,

它是部分码元的平方线性组合。如果实际的 SF 等于 2^s ，那么表明 Y 具有均值 μ_1 和方差 σ_1^2 ，这里

$$\mu_1 = K \cdot (P+1) \cdot \sigma^2 \text{ 和}$$

$$\sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2)$$

5 这里，在上面的方差中的 n' 和 n'' 表示具有均值 0 和方差 σ^2 的标准复高斯变量。

另一方面，如果 $SF \geq 2^{s+1}$ ，那么 Y 具有均值 μ_1 和方差 σ_1^2 ，这里

$$\mu_1 = K \cdot \sigma^2$$

$$10 \quad \sigma_1^2 = 2 \cdot K \cdot \sigma^4$$

在 M 个多径的情况下，通过在 M 个多径上求和 Y， $\mu_1 = K \cdot (P+M) \cdot \sigma^2$ 和 $\sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2M)$ ， $\mu_1 = K \cdot M \cdot \sigma^2$ ， $\sigma_1^2 = 2 \cdot K \cdot M \cdot \sigma^4$ ，这里 $\sigma^2 \equiv$ 每个路径的噪声方差；K $\equiv$ 在估计中使用的码元数量；M $\equiv$ 组合的多径数量； $N_a \equiv$ 与单边置信度 $1-\alpha$ 相关的标准差的数量；P $\equiv$ MRC（最大比合并）码元的标称 SNR。因此，我们有阈值：

$\mu_1 + N_a \cdot \sigma_1$ ，来排除没有信号（或更高扩展因子）的情况，并且

$\mu_1 - N_a \cdot \sigma_1$ ，来排除信号存在的情况。

20 在上面导出并且讨论的特性中，需要噪声功率 σ^2 和信号功率 $P \cdot \sigma^2$ 来设置判定阈值。因此系统必须为阈值控制或计算器提供噪声功率和信号功率估计。幸运的是，在 CDMA 接收机中，功率控制已经要求了信号和噪声功率估计。因此这些估计可以在设置阈值中使用。为了解决功率估计中的不确定性，在阈值中需要一定的裕度，例如从信号功率加上或减去一个偏差以容许或解决信号衰落。裕度的大小可以根据经验确定。另外注意，在上面给出的阈值中用于 P 和 P' 的功率估计不需要一致。例如，通过 P 稍微偏低和 P' 稍微偏低，可以提供对功率估计中的不精确造成的错误判定的额外保护。

30 上面讨论的特性或统计不需要信号参数估计。但是，如果信号参

数估计是可用的，也可以使用其它的统计，这有希望产生更高的特性（即，在更短的时间周期内的精确 SF 和相应的数据速率确定）。一个在 CDMA 接收机中估计的信号参数是信道 S_k 。为了解调信号，需要对每个时间 k 和每个多径 m 的信道估计 $\hat{S}_{mk}$ 。如果信道估计可供使用，那么下面的替换统计可以用于扩展因子确定：

$$X'' = \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re} \{ \hat{S}_{mk} * Z_{mk} \} \right|, \text{ 它是 ED 统计的改进, 并且}$$

$$Y'' = \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re} \{ \hat{S}_{m,2k} * [Z_{m,2k} - Z_{m,2k-1}] \right|, \text{ 它是 SSD 统计的改进。}$$

10 在用于改进的 ED 统计的良好信道估计的情况下，我们可以计算（在存在信号的情况下） $X'' = \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re} \{ S_{mk} * (\zeta_k \cdot S_{mk} + n_{mk}) \} \right| = \sum_{k=1, \dots, K} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \zeta_k \cdot |S_{mk}|^2 + \text{Re} \{ S_{mk} * n_{mk} \} \right| = \sum_{k=1, \dots, K} |S|^2 + |S| \cdot \text{Re} \{ n_k' \} = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K} |S| + n_k'' / \sqrt{2}$ ，这里 n_k' (n_k'') 是具有方差 σ^2 的独立复（实）高斯随机变量。 X'' （在存在信号的情况下）具有以下均值和方差：

15 $\mu_2 = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot M(2 \cdot P) / \sqrt{2}$ 和 $\sigma_2^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V(2 \cdot P) / 2$ ，这里

$$M(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\text{sqrt}(z) + x| \exp(-x^2/2) dx$$

$$V(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\text{sqrt}(z) + x|^2 \exp(-x^2/2) dx - M(z)^2$$

当在当前 SF 的信号不存在时，我们计算在最坏情况中，

$$X'' = \text{sqrt}(\sigma^2 \cdot P) \sum_{k=1, \dots, K} \{ \text{sqrt}(\sigma^2 \cdot P' / 2) + n_k'' \} / \sqrt{2}, \text{ 其具有均值和方差}$$

20 $\mu_2 = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot M(P')$ 和 $\sigma_2^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V'(P')$ 。统计 X'' 的阈值是

$$\mu_2 - N_a \cdot \sigma_2, \text{ 来排除信号存在的情况, 并且}$$

$$\mu_2 + N_a \cdot \sigma_2, \text{ 来排除信号不存在 (或更高扩展因子) 的情况。}$$

25 在用于改进的 SSD 的良好信道估计的情况下，在信号存在的情况下，我们可以计算，

$$Y'' = \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re} \{ S_{m2k} * [(\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot S_{m2k} + (n_{m2k} - n_{m2k-1})] \} \right|$$

$$= \sum_{k=1, \dots, K/2} \left| \sum_{m=1, \dots, M} (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S_{m,2k}|^2 + \sqrt{2} \cdot \text{Re} \{ S_{mk} * n_{mk}' \} \right|$$

$$= \sum_{k=1, \dots, K/2} (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S|^2 + \sqrt{2} \cdot |S| \cdot \text{Re} \{ n_k' \}$$

$$= |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} |V_k| |S| + n_k''$$

30

这里, n_k' (n_k'') 是具有方差 σ^2 和 $v_k = |\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}|$ 的独立复 (实) 高斯随机变量。 Y'' 具有均值 μ_3 和方差 σ_3^2 , 这里

$$\mu_3 = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot (0.25 \cdot M(4 \cdot P) + 0.2)$$

$$\sigma_3^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot \{0.25 \cdot V(4 \cdot P) + 0.091 + 0.5 \cdot \{0.5 \cdot M(4 \cdot P) - 0.2\}^2\}.$$

5

在信号不存在的情况下, 我们有 $Y'' = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} |n_k''|$, 具有均值 $\mu_3 = 0.4 \cdot K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P)$ 和方差 $\sigma_3^2 = 0.182 \cdot K \cdot \sigma^4 \cdot P$ 。因此, 我们有阈值

$$\mu_3 - N_\alpha \cdot \sigma_3, \text{ 来排除信号存在的情况, 并且}$$

$$\mu_3 + N_\alpha \cdot \sigma_3, \text{ 来排除信号不存在 (或更高扩展因子) 的情况。}$$

10

在使用基于信道估计的统计中的一个潜在的不利方面是在许多 CDMA 系统中观察到信道估计的计算涉及明显的时间延迟 (一个或两个时隙)。这种延迟将造成在统计计算中的相应延迟, 这意味着扩展因子确定将类似地被延迟。由于这个原因, 可以有利地使用上面描述的两种方法之一。

15

参照图 3, 将讨论一种为可变数据速率信号确定上限数据速率的方法 300, 可变数据速率信号例如是具有可变数据速率的 CDMA 信号。这种方法最好在上面回顾的集成电路和接收机内和类似的设备内来实现并且具体处理可以经作为集成电路的一部分的处理器上执行的软件来执行。该方法是上面讨论的能量检测特性或统计和阈值的一种应用。具体来说, 本发明将比较下面的特性或能量检测统计:

20

$\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^S} |S^{(S)}(m, n, p)|^2$, 这里 $S^{(S)}(m, n, p)$ 表示第 m 个多径的第 n 块的第 p 个码元, 这里 $SF = 2^S$,

25

与下面的阈值:

1. $K \cdot \sigma^2 (P' / 2 + M) + N_\alpha \cdot \text{sqrt}(K \cdot \sigma^4 (P' + M))$, 这里当统计或特性超过该阈值时, 我们排除没有信号的情况, 这在下面称为第一阈值, 并且

2. $K \cdot \sigma^2 (P + M) - N_\alpha \cdot \text{sqrt}(K \cdot \sigma^4 (2P + M))$, 这里当统计或特性低于该阈值时, 我们排除信号存在的情况, 这在下面称为第二阈值, 这里, K 是在或用于特殊测试或与上面解释的其它变量比较中使用的部分码元

30

的数量。还有注意，信号功率 P 和噪声功率 σ^2 将作为参数从控制信道码元速率处理器提供。

该方法在 301 通过提供对应最低扩展因子和最高数据速率的码元或特别是部分码元开始，在 WCDMA 中现在所建议的最低扩展因子为 4。所提供的码元数量最好等于如图 2 中所示的块或 256 个码片或 64 个码元，但是例如 512 这样的任意其它数量的码片也可以工作。这些码元在 303 被提供给处理器，在那里测试它们以便确定这些部分码元的特性或统计，特别是上面的能量检测统计，是否与以扩展因子 4 或其它更高扩展因子即 >4 的因子从码片形成的码元相一致。执行这两个测试或比较的哪一个或者是否总是执行它们两个主要是设计选择的问题。在一个实施例中，第二比较结果是首先进行的并且当该结果良好时，放弃该第一比较结果。根据该方法，可以以一种迅速的方式组合这些码元，从而尽可能快地降低该数据速率。下面的讨论将涉及第一比较和随后的第二比较，但是对这两次比较的顺序并没有预定。

通常，该处理比较从该可变数据速率信号构成的第一数量的第一部分码元的特性，例如与能量成正比的能量特性，和第一阈值，以便提供第一比较结果，其中该第一比较结果对应于该第一数量。当第一比较结果良好时，这里是该特性超过该第一阈值，这可以确认该可变数据速率信号包括该第一数据速率达到一个预定置信度。因此，该可变数据速率信号是第一数据速率的信号，该第一数据速率相应于正在测试的扩展因子，这里如在 307 所指的是 4，并且以那个数据速率和扩展因子可提前 (move forward) 处理该可变数据速率信号。如果该第一比较结果不好或可选地不管第一结果如何，都将测试第一数量的第一部分码元来确定该扩展因子是否大于正在测试的扩展因子或这里 $SF > 4$ 。通常，该处理 303 还比较第一数量的第一部分码元的特性和第二阈值，以便提供一个第二比较结果，该第二阈值也相应于该第一数量。当该第二比较结果良好时，在这里即上面的统计或特性小于该第二阈值，从而确认该可变数据速率信号不包括第一数据速率达到一个

预定置信度，因此该扩展因子大于正在测试或这里是 4 的扩展因子，该处理进行到步骤 309，在步骤 309 组合该第一部分码元以便提供第二部分码元，最好是以第二数据速率以扩展因子 8 提供，该第二数据速率小于所述第一数据速率，最好采用数据速率减半而扩展因子加倍。

该第一比较结果和该第二比较结果两个都被证明不好，即被注为不确定的条件，在这种情况下进行到步骤 305，并且另一块码元以当前的扩展因子送入在 303 的处理，从而把第一部分码元的第一数量增加到第二数量，然后重复处理 303，特别是第一比较、处理、第二比较和组合步骤，直到得到良好的比较结果。当第二比较结果良好时，并且在步骤 309 的组合过程后，处理进行到步骤 313，这时具有第二数量的第二部分码元，这里是具有扩展因子 8 并且第一部分码元是第二部分码元的一半。本质上，步骤 313 执行与步骤 303 同样的处理并且具有同样的结果，但是这里，利用并考虑一个不同的数据速率和相应的扩展因子。

特别是，步骤 313 第一比较从该可变数据速率信号构造的第二数量的第二部分码元的特性，最好是上面的 ED 统计，与第三阈值，以便提供第三比较结果，该第三阈值等于第一阈值只是具有一个不同的 K，该第三阈值对应于该第二数量或新的 K。当该第三比较结果良好时，可以开始以具有扩展因子 8 (317) 的第二数据速率处理该可变数据速率信号。步骤 313，第二比较该第二数量的第二部分码元的特性和第四阈值以便提供第四比较结果，这里第四阈值等于上面第二阈值但是具有一个不同的 K，第四阈值相应于该第二数量即新的 K。当第四比较结果良好时，认为该扩展因子大于 8，在步骤 319 开始组合该第二部分码元以便以第三数据速率提供第三部分码元，该第三数据速率小于该第二数据速率，在此之后处理进行到步骤 323。如在步骤 303，在 313 的测试或比较可能是不定的或不确定的，在这种情况下，步骤 315 找到以当前扩展因子解扩的另一块码元，并且重复在 313 的处理。

在图 3 的方法中，当该可变数据速率信号不包括该第一数据速率时，第一阈值或确定是否存在所关心的扩展因子的信号的阈值最好对应于第一数量的第一部分码元的期望均值加上预定多个标准差，以便

5 当该特性超过该阈值时，该第一比较结果良好，意味着或确认该第一数据速率以相应于该预定数量标准差的置信度而存在。当该可变数据速率信号包括该第一数据速率时，该第二阈值对应于第一数量的第一部分码元的期望均值减去多个预定标准差，以便当该特性小于该阈值时，该第二比较结果良好，从而意味着确认该第一数据速率以对应于

10 该预定数量的标准差的置信度而存在。

在步骤 319 之后，步骤 323、327、325 和 329 使用扩展因子 16 而不是 8 来执行分别与之前的 313、317、315 和 319 相似的过程。对于扩展因子 32 的码元 331、扩展因子 64、128 和 256，该处理继续相似的过程，直到已经确定了一个扩展因子和相应的数据速率。另一种

15 描述图 3 的处理的可能简单方法在第一判定框 303 开始，在那里每个块（表示 256 个码片），通过流程图继续到判定框 313、323 进行必需的测试，直到你选中“下一个框”305、315、325 或“停止标记”307、317、327。如果你到达“下一个框”，那么处理该下一个框，

20 更新检测统计和阈值，并且在同一判定框返回流程图。如果你到达“停止标记”，那么该标签表示最后的数据速率确定。

参看图 4，说明一种利用用于特性或判定统计的混合方法确定数据速率或相应的扩展因子的方法 400。在判定框 403 的初始测试依赖于能量检测（ED）统计，注意：上面进行该信号是否是扩展因子 4 或更大，或可选地扩展因子是否大于 4（407）的初始确定的

25 $\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^S} |S^{(S)}(m,n,p)|^2$ 和阈值具有对第一数量的部分码元 301 的测试不确定的可能性，在这种情况下，使用和分析具有正在更新的统计和阈值的另一个块部分码元 405。如果一个信号

30 被确定为存在，那么该处理进行（409）到步骤 303，如果比较结果

或测试没有表明该扩展因子大于 4，选择另一个的流程。除了用于比较的特性是部分数据码元的平方线性组合或者更特别地是判定框 303、313 的使用或基于上面讨论的平方码元差（SSD）统计 $\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2^{s+1}} |S^{(k)}(m,n,2p) - S^{(k)}(m,n,2p-1)|^2$ 之外，处理步骤 303 到 323 都照上面解释的那样操作，这里 $S^{(s)}(m,n,p)$ 表示第 m' 个多径的第 n' 个块的第 p' 个码元， $SF=2^s$ 并且阈值为：

1. $K \cdot (P + M) \cdot \sigma^2 + N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 \cdot (2 \cdot P^2 / M + 4 \cdot P + 2M)}$ ，这里，当统计或特性超过该阈值时，我们排除没有信号（或更高扩展因子）的情况，这称为第一阈值，

2. $K \cdot M \cdot \sigma^2 - N_a \cdot \sqrt{2 \cdot K \cdot M \cdot \sigma^4}$ ，这里，当统计或特性小于该阈值时，我们排除信号存在的情况，这称为第二阈值。

参照图 5，说明为可变数据速率信号确定未知的数据速率的方法 500。注意，该方法完全依赖上面直接说明的平方码元差值特性和阈值。除了在步骤 503 中使用或比较的特性是如上面计算的 SSD 特性并且它与上面的阈值相比较之外，步骤 503、505、507 和 509 操作都与上面参照图 3 讨论的步骤 303、305、307 和 309 相同。步骤 513 到 531 类似地与上面的 313 到 331 相同，此外还有没有对更高扩展因子进行说明的过程步骤。在每种方法中，都应该注意，当处理从一个判定框移到下一个判定框时，传送到数据码元处理器的数据总量被减半。另外，一旦处理移到下一个框时，不再需要以更低扩展因子对数据排队。但是没有说明的使用上面讨论的信道估计和相应统计和阈值的类似方法也可能是一种根据在此讨论的原理和概念的实现。

上面 3 种方法的仿真已经表明，使用上面的算法可以大大降低数据量。图 4 的混合算法看来似乎提供了在更高扩展因子或更低扩展因子的更精确数据速率确定和比单独的 ED 或 SSD 方法更好的无信号检测。已知可能在这些未来基于分组数据的系统上的业务量性质，即业务量的突发性，期望大部分分组在相对低的数据速率而偶尔的分组在高数据速率。因此，很清楚，本发明提供了一种在数据速率确定和

平均带宽方面非常需要的改进。

5 上面讨论的方法和设备以及本发明的原理及其概念希望并且将减轻现有技术的盲数据速率确定处理引起的问题。使用在此讨论的、公开的和描述的原理，将保证大大降低对可变数据速率接收机的带宽要求及其成本和复杂性。

10 本公开是用来解释如何构成和使用根据本发明的各种实施例，而不是用来限制其真正的、希望的合理范围。前面的说明不是穷举的或把本发明限制到所公开的确切形式。根据上面的教导可能有修改和变形。选择并描述这些实施例是为了提供本发明的原理和其实际应用的最佳说明，并且使本领域普通技术人员以各种实施例和适于所设想的特定使用的各种修改来利用本发明。当根据权利要求被合理、合法并公正地授权的范围解释时，所有这些修改和变形都在附加的权利要求15 以及其所有等效方式所确定的本发明的范围内，这些附加的权利要求可以在本申请获得专利权的待决期间修改。

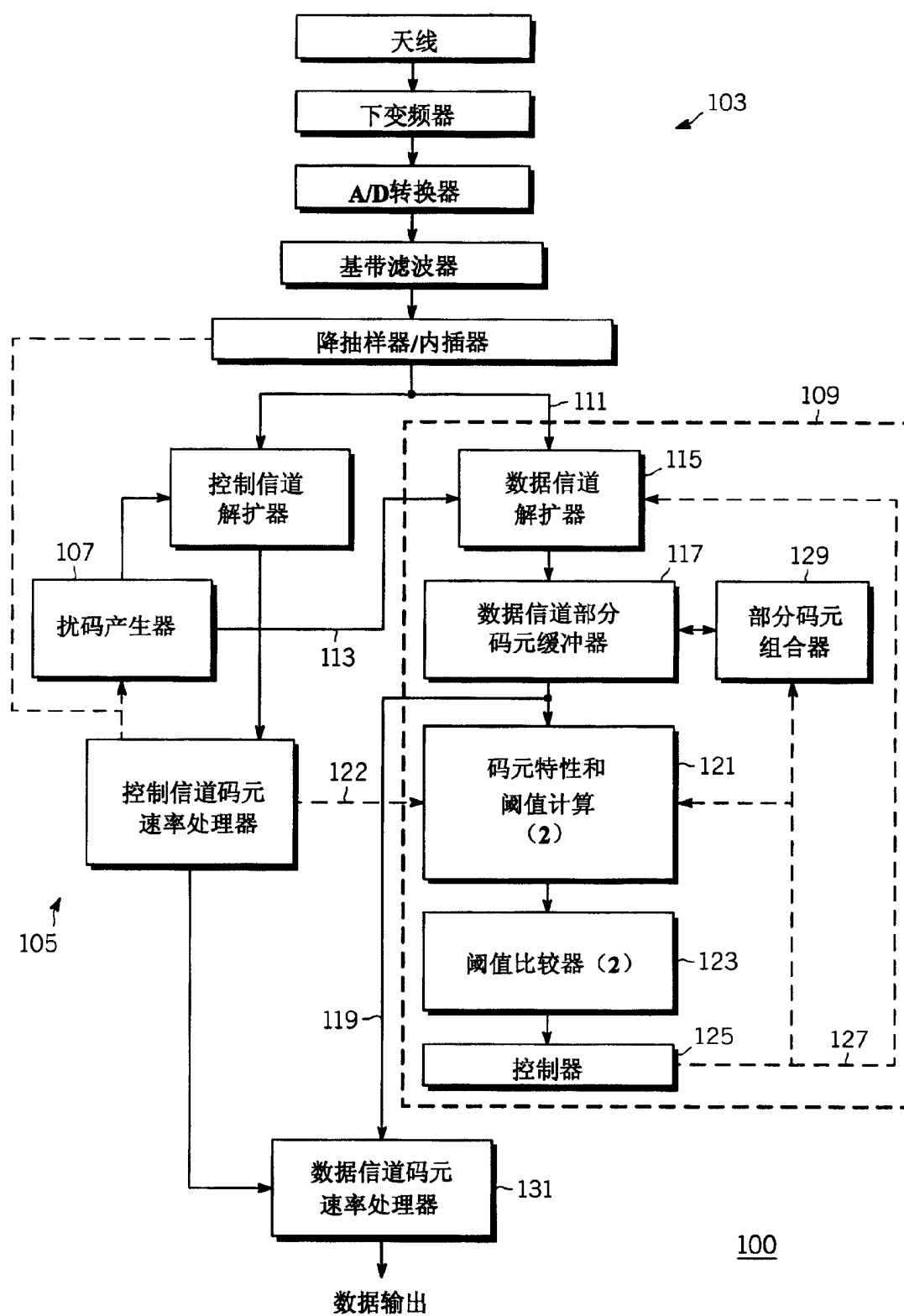


图1

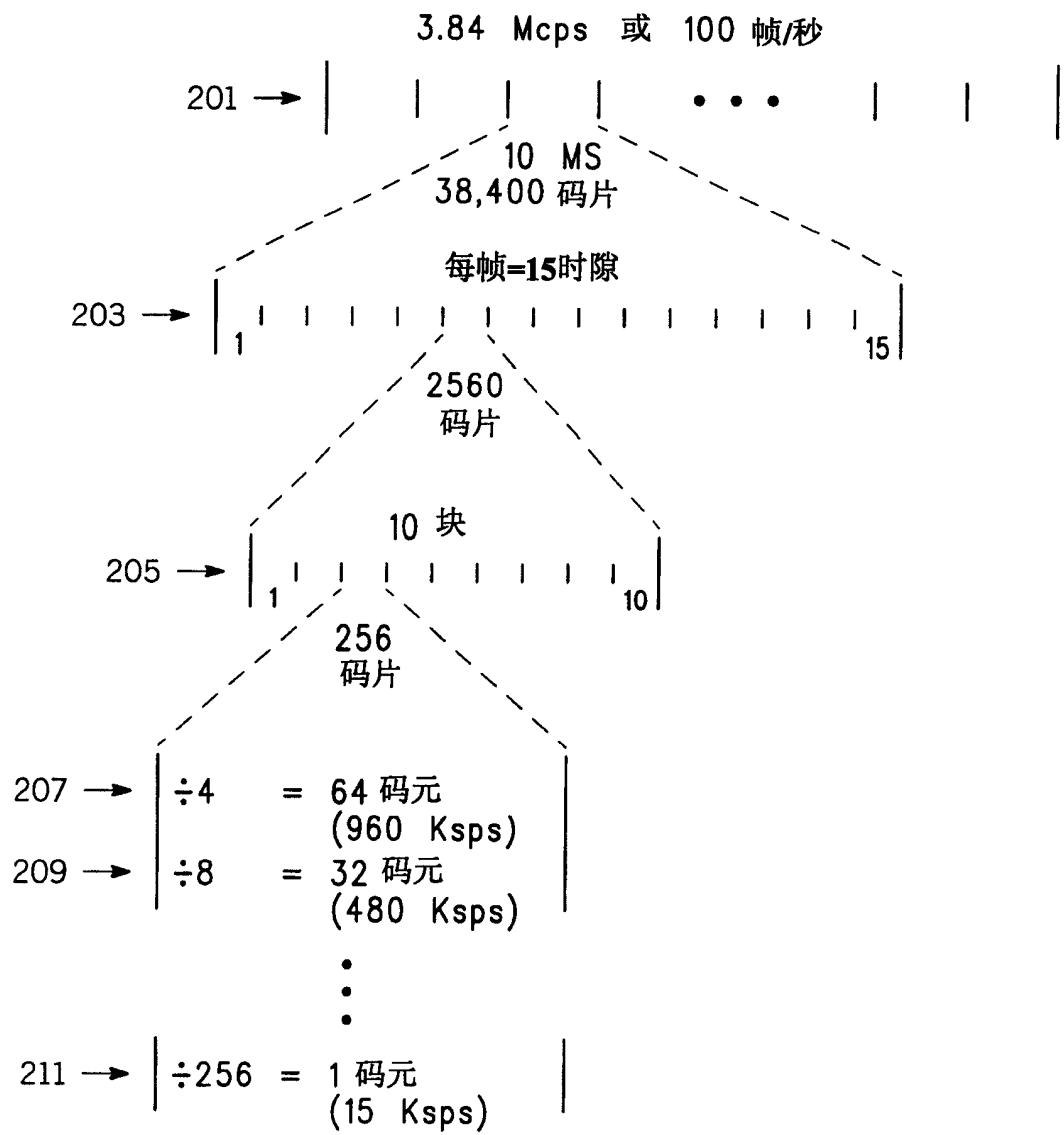


图2

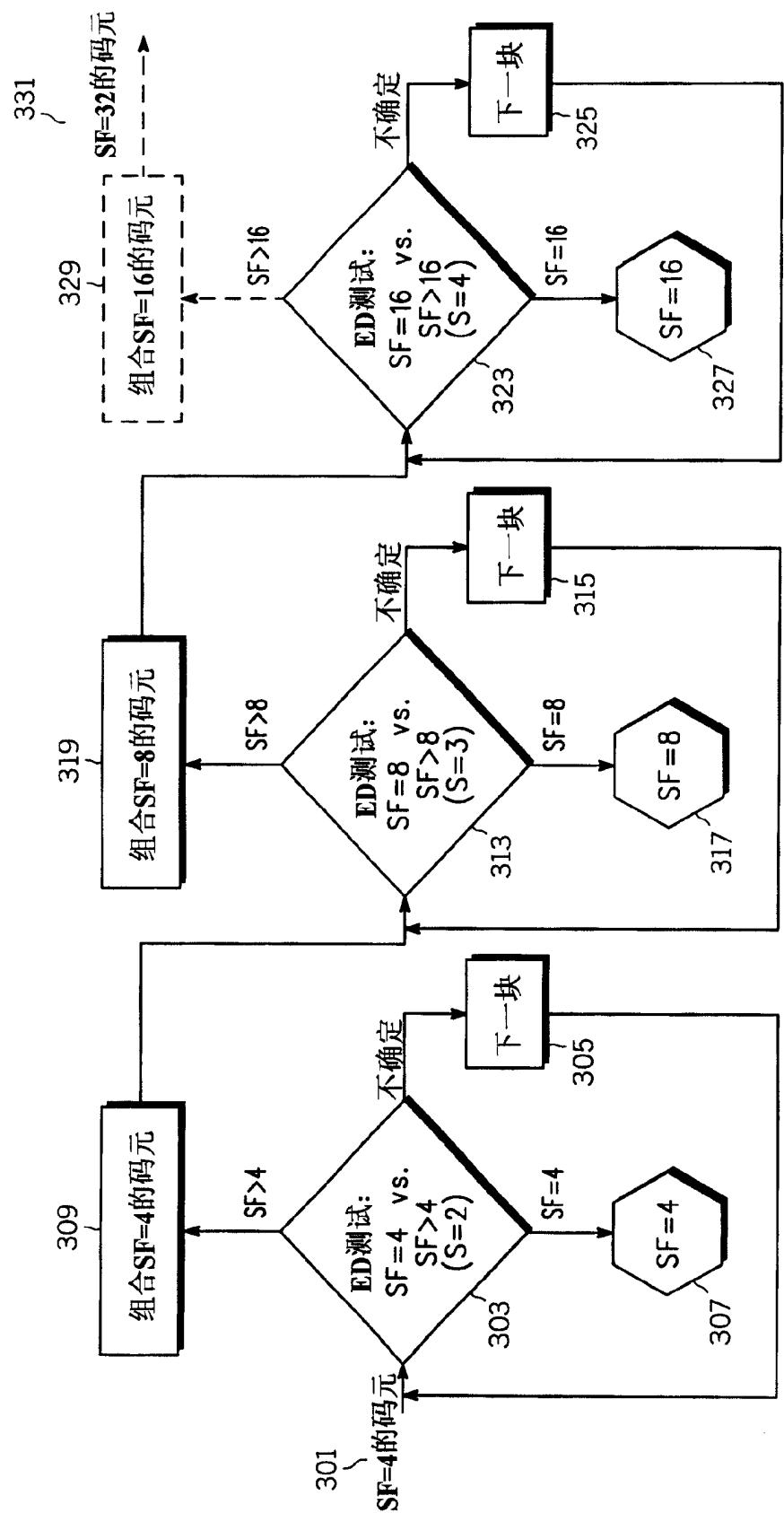
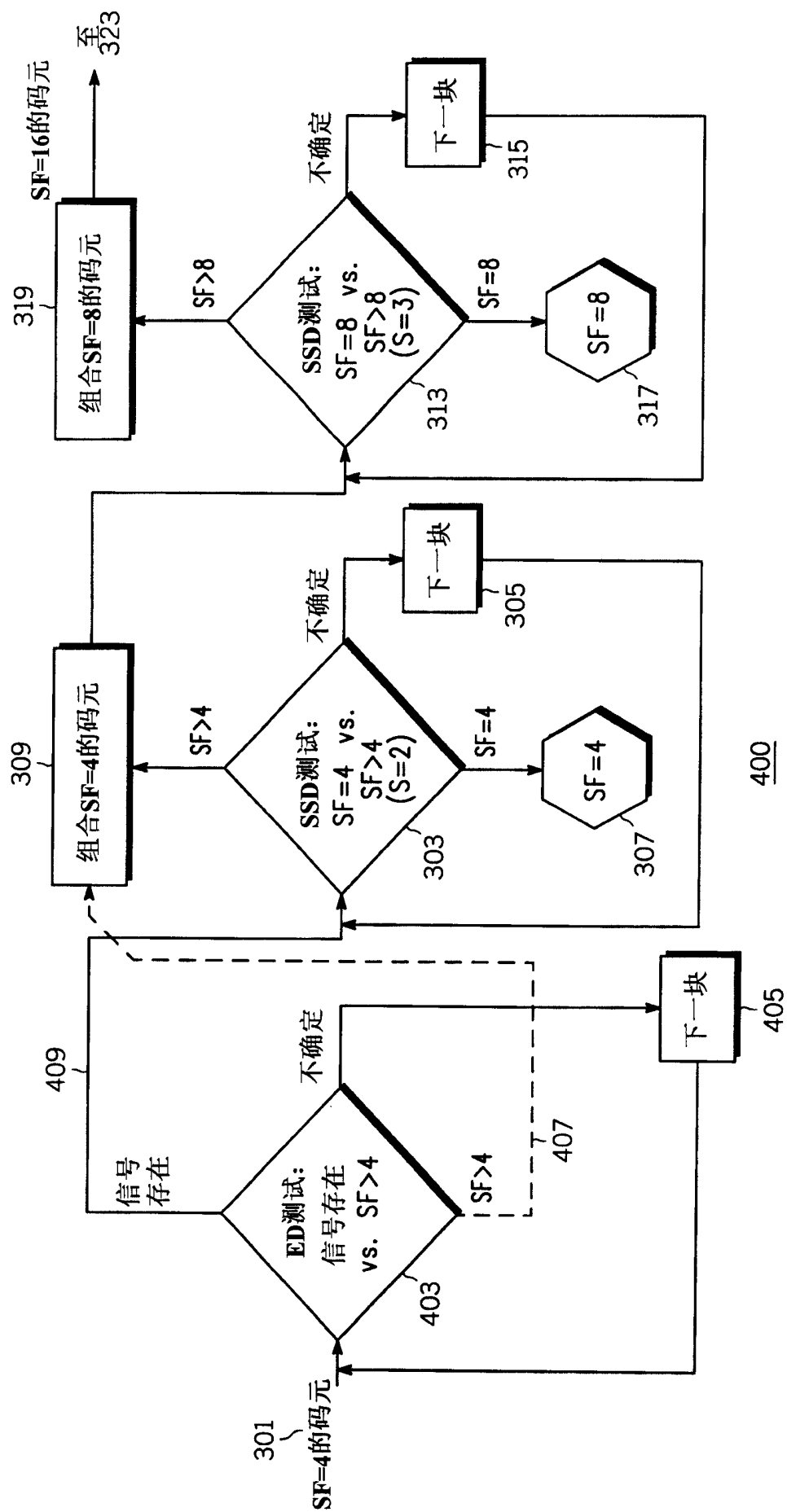
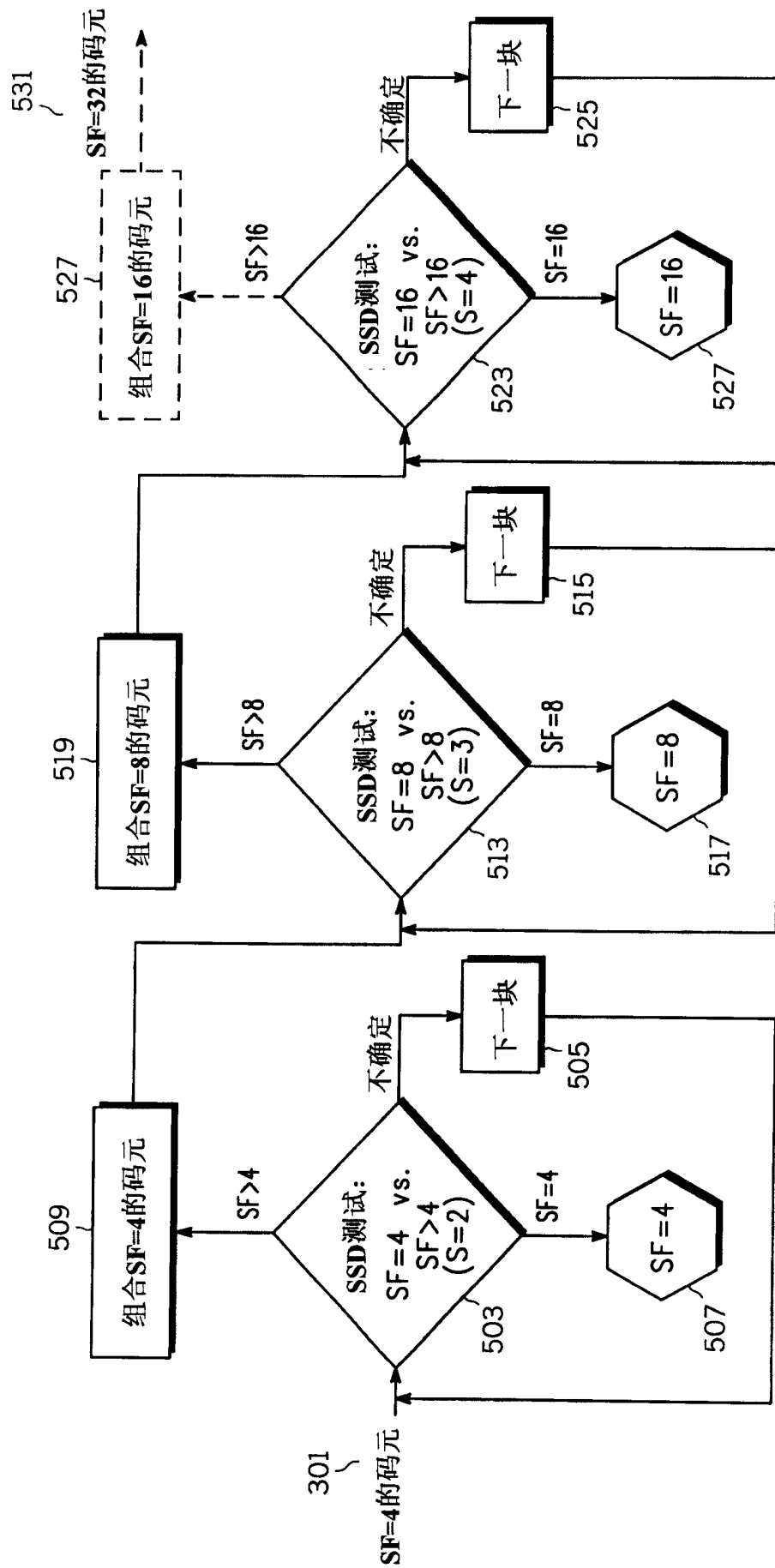


图3



400 图4



500