

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/02 (2006.01)

H04B 1/16 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200680004378.2

[43] 公开日 2009年5月6日

[11] 公开号 CN 101427475A

[22] 申请日 2006.1.26

[21] 申请号 200680004378.2

[30] 优先权

[32] 2005. 2. 9 [33] US [31] 11/055,525

[86] 国际申请 PCT/US2006/002973 2006.1.26

[87] 国际公布 WO2006/086168 英 2006.8.17

[85] 进入国家阶段日期 2007.8.8

[71] 申请人 脉冲互联有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 I·拉克基斯 Y·巴赖尼

J·桑托夫

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 王茂华

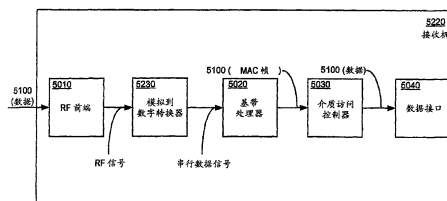
权利要求书5页 说明书61页 附图45页

[54] 发明名称

高数据速率发射机和接收机

[57] 摘要

提供了一种高速发射机和接收机。在一个实施例中，发射机包括：基带处理器，构造为接收数据并且将数据转换成多个高信号值和低信号值，各高信号值和各低信号值具有第一时序间隔。本地振荡器在第二时序间隔生成时钟信号，而数字电路将高信号值和低信号值与时钟信号相组合以在发送频率处直接产生发送信号。接收机配置为接收该信号。提供本摘要仅仅是为了符合如下对摘要的要求规定，即让读者快速地得知这里所含公开的主题内容。应当明确理解，所提交的本摘要将不用来解释或者限制权利要求的范围或者含义。



1. 一种发射机，包括：

基带处理器，构造为接收数据并且将所述数据转换成多个高信号值和低信号值，各高信号值和各低信号值具有第一时序间隔；

本地振荡器，在第二时序间隔生成时钟信号；以及

数字电路，配置为将所述高信号值和低信号值与所述时钟信号相组合以在发送频率处直接产生发送信号。

2. 根据权利要求1所述的发射机，还包括构造为将所述数据传递到所述基带处理器的数据接口，所述数据接口选自于：通用串行总线标准、IEEE 1394 标准、外围部件互连标准、快速外围部件互连标准、MILSPEC-1760 标准、以太网标准和 MILSPEC-1553 标准。

3. 根据权利要求1所述的发射机，其中所述数字电路包括用以对所述发送信号进行扩频的可调节分片码。

4. 根据权利要求3所述的发射机，其中所述分片码选自于：256 比特码、64 比特码、32 比特码、16 比特码、8 比特码、4 比特码、2 比特码和 1 比特码。

5. 根据权利要求3所述的发射机，其中响应于通信信道条件来调节所述可调节分片码，所述通信信道条件选自于：误码率、接收信号强度指示符和分组错误率。

6. 根据权利要求1所述的发射机，其中所述基带处理器构造为确定数据编码速率，所述数据编码速率选自于：完全速率编码、1/8 速率编码、1/4 速率编码、3/8 速率编码、1/2 速率编码、5/8 速率编码、7/8 速率编码和 3/4 速率编码。

7. 根据权利要求1所述的发射机，其中所述第一时序间隔的范围可以从约 133 皮秒到约 2 纳秒。

8. 根据权利要求1所述的发射机，其中所述第二时序间隔的范围可以从约 100 皮秒到约 333 皮秒。

9. 根据权利要求1所述的发射机，其中所述第二时序间隔是所

述第一时序间隔的整数倍。

10. 根据权利要求 1 所述的发射机, 其中所述第二时序间隔与所述第一时序间隔之比的范围可以从约百分之二十到约百分之二百。

11. 根据权利要求 1 所述的发射机, 其中所述数字电路选自于: “异或”门、“与”门和复用器。

12. 根据权利要求 1 所述的发射机, 其中所述发送频率的范围可以从约 3.0 吉赫到约 11.0 吉赫。

13. 根据权利要求 1 所述的发射机, 其中所述发送信号通过有线介质发送到接收机, 所述有线介质选自于: 光纤带、光纤电缆、单模光纤电缆、多模光纤电缆、双绞线、非屏蔽双绞线、高压线、PVC 线和同轴电缆。

14. 一种发送数据的方法, 所述方法包括如下步骤:

提供数据;

将所述数据转换成多个高信号值和低信号值, 各高信号值和各低信号值具有第一时序间隔;

在第二时序间隔生成时钟信号; 以及

将所述高信号值和低信号值与所述时钟信号相组合以在发送频率处直接产生发送信号。

15. 根据权利要求 1 所述的方法, 还包括调节分片码以对所述发送信号进行扩频的步骤。

16. 根据权利要求 14 所述的方法, 其中所述分片码选自于: 256 比特码、64 比特码、32 比特码、16 比特码、8 比特码、4 比特码、2 比特码和 1 比特码。

17. 根据权利要求 14 所述的方法, 其中所述调节所述分片码的步骤是响应于通信信道条件来执行的, 所述通信信道条件选自于: 误码率、接收信号强度指示符和分组错误率。

18. 根据权利要求 14 所述的方法, 还包括确定数据编码速率的步骤, 所述数据编码速率选自于: 完全速率编码、1/2 速率编码和 3/4

速率编码。

19. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述第一时序间隔的范围可以从约 133 皮秒到约 2 纳秒。

20. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述第二时序间隔的范围可以从约 100 皮秒到约 333 皮秒。

21. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述第二时序间隔是所述第一时序间隔的整数倍。

22. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述第二时序间隔与所述第一时序间隔之比的范围可以从约百分之二十到约百分之二百。

23. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述发送频率的范围可以从约 3.0 吉赫到约 11.0 吉赫。

24. 一种发射机，包括：

数据接口；

介质访问控制器，配置为从所述数据接口接收数据并且将所述数据安排成多个帧；

基带处理器，配置为接收所述多个帧并且配置为产生代表所述数据的多个高信号值和低信号值，各高信号值和各低信号值具有第一时序间隔；

本地振荡器，在第二时序间隔生成时钟信号；以及

数字电路，配置为将所述高信号值和低信号值与所述时钟信号相组合以在发送频率处直接产生发送信号。

25. 根据权利要求 24 所述的发射机，其中所述基带处理器将来自所述多个帧的所述数据分段成多个数据分组。

26. 根据权利要求 25 所述的发射机，其中所述基带处理器将同步码添加到所述多个数据分组中的各数据分组。

27. 根据权利要求 25 所述的发射机，其中所述基带处理器将单个物理层报头添加到所述多个数据分组。

28. 根据权利要求 27 所述的发射机，其中所述物理层报头包括多个同步码块。

29. 根据权利要求 24 所述的发射机，还包括以前向纠错算法对所述数据进行编码的前向纠错编码器。

30. 根据权利要求 29 所述的发射机，其中所述前向纠错编码器是低密度奇偶检验算法。

31. 一种接收机，包括：

前端，配置为接收具有范围在约百分之二十与约百分之二百之间的部分带宽的通信信号；以及

模拟到数字转换器，配置为将射频信号直接转换成数据信号。

32. 根据权利要求 31 所述的接收机，还包括：

基带处理器，配置为接收所述数据信号并且产生多个数据帧；
以及

介质访问控制器，配置为接收所述多个数据帧并且将所述数据帧转换成数据。

33. 根据权利要求 31 所述的接收机，其中所述通信信号是超宽带信号。

34. 根据权利要求 31 所述的接收机，其中所述通信信号的中心频率的范围可以从约 3.0 吉赫到约 11.0 吉赫。

35. 根据权利要求 31 所述的接收机，其中所述数字到模拟转换器选自于：1 比特转换器、2 比特转换器、4 比特转换器、6 比特转换器和 8 比特转换器。

36. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数字基带处理器包括多相位滤波器。

37. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数字基带处理器抽取所述数据信号。

38. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数字基带处理器通过确定解扩码来对所述数据信号进行解扩，其中所述解扩码选自于：1 比特码、2 比特码、4 比特码、8 比特码、16 比特码、32 比特码、64 比特码、128 比特码和 256 比特码。

39. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数字基带处理器

计算信道冲激响应。

40. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数字基带处理器对所述数据信号进行解扰。

41. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述基带处理器对所述数据信号进行解交织。

42. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述基带处理器包括前向检错解码算法。

43. 根据权利要求 42 所述的接收机，其中所述前向检错解码算法是低密度奇偶检验算法。

44. 根据权利要求 32 所述的接收机，其中所述数据帧包括物理层报头、介质访问控制报头、速率字段和多个数据分组。

45. 根据权利要求 44 所述的接收机，其中所述物理层报头、所述介质访问控制报头和所述多个数据分组具有不同的扩频码。

46. 根据权利要求 31 所述的接收机，其中所述通信信号从发射机通过有线介质来发送，所述有线介质选自于：光纤带、光纤电缆、单模光纤电缆、多模光纤电缆、双绞线、非屏蔽双绞线、高压线、PVC 线和同轴电缆。

47. 根据权利要求 31 所述的接收机，其中所述前端包括至少两个接收天线。

48. 根据权利要求 47 所述的接收机，其中所述至少两个接收天线相隔比所述通信信号的中心频率的一个波长更大的距离。

高数据速率发射机和接收机

技术领域

本发明主要地涉及通信，并且更具体地涉及用于高数据速率通信的系统和方法。

背景技术

无线通信系统正在广域网（WAN）级、局域网（LAN）级和个人区域网络（PAN）级进行扩张。这些无线通信系统使用各种技术以允许同时接入到多个用户。这些技术中最普遍的技术是将特定频率分配给各用户的频分多址（FDMA）、将特定时隙分配给各用户的时分多址（TDMA）和将特定的码分配给各用户的码分多址（CDMA）。但是这些无线通信技术和各种调制技术受制于对提供给用户的服务的容量和质量存在限制的很多问题。出于说明的目的，以下段落简洁地描述这些问题中的部分问题。

在无线通信系统中可能存在的一个问题是多径干扰。多径干扰或者多径之所以出现是因为所传输的无线信号中的一些能量在它从源行进到目的地时从比如建筑物或者山脉这样的障碍物弹开。障碍物实际上造成传输信号的反射，而障碍物越多，它们所产生的反射就越多。这些反射然后沿着它们自己的传输路径行进到目的地（或者接收机）。这些反射将包含与原信号相同的信息；然而，由于传输路径长度不同，所以反射信号将与原信号具有不同相位。结果，它们将通常在接收机中破坏性地与原信号相组合。这被称为衰落。为了应对衰落，当前的系统通常尝试估计多径效应，然后使用均衡器在接收机中补偿它们。然而在实践中很难实现有效的多径补偿。

可能影响无线通信系统的操作的第二个问题是来自系统内相邻通信小区的干扰。在 FDMA/TDMA 系统中，通过频率重用规划来防

止此类干扰。根据频率重用规划，可用的通信频率被分配给通信系统内的通信小区，从而不会在相邻小区中使用同一频率。基本上，可用频率被分成组。组的数目被称为重用因子。然后通信小区被分组成集群，各集群包含与频率组数目相同的小区。各频率组然后被分配给各集群中的小区。因此，如果例如使用频率重用因子 7，则在每七个通信小区中特定通信频率将仅被使用一次。由此，在任一组的七个通信小区中，各小区仅可以使用可用频率的 $1/7$ ，即各小区仅能够使用可用带宽的 $1/7$ 。

在 CDMA 通信系统中，各小区使用同一宽带通信信道。为了避免与相邻小区的干扰，各通信小区使用一组特定的扩频码来使小区内的通信区别于源自于小区以外的通信。因此，CDMA 系统在它们避免重用规划这一意义上节省了带宽。但是正如将要讨论的，还有限制 CDMA 系统中的带宽的其它问题。因此，在克服干扰时，通常会牺牲系统带宽。随着无线通信系统通过添加越来越多的用户而持续扩张，带宽正在变成很宝贵的商品。因此，以带宽换取系统性能是在所有无线通信系统中所固有的虽然必要却又代价不菲的提议。

上文只是可能影响常规无线通信系统的多种问题中的两个例子。这些例子也说明无线通信系统性能的很多方面可以通过例如用以减少干扰、增加带宽或者同时实现这二者的系统和方法来改进。不但常规无线通信系统受到比如先前段落中所述问题之类的问题所影响，而且不同类型的系统也以不同方式在不同程度上受到影响。无线通信系统可以分成三类：1) 视线系统，可以包括点到点或者点到多点的系统；2) 室内非视线系统；以及 3) 室外系统，比如无线 WAN。视线系统受上述问题影响最小，而室内系统例如由于信号从建筑物墙壁弹开而所受影响较大。迄今为止，室外系统是这三种系统中所受影响最大的。由于这些类型的问题在无线发射机和接收机的设计中是限制性的因素，所以这样的设计必须针对它将在其中操作的具体系统类型来定制。在实践中，各类系统实施特有通信标准，这些通信标准解决特定系统类型所特有的问题。例如即使室内系统

使用与室外系统相同的通信协议和调制技术，接收机设计也仍然会不同，因为多径和其它问题是给定的系统类型所特有的并且必须以特有的解决方案来解决。如果可以开发既具有成本效率又有效的如下方法来应对如上所述的这些问题，则上述情况将并非必然，这些方法构建可编程性使得设备可以针对不同类型的系统来重新配置而仍然保持优良的性能。

发明内容

为了应对以上问题，提供一种高数据速率发射机和接收机。在一个实施例中，一种发射机包括：基带处理器，构造为接收数据并且将数据转换成多个高信号值和低信号值，各高信号值和各低信号值具有第一时序间隔。本地振荡器在第二时序间隔生成时钟信号，而数字电路将高信号值和低信号值与时钟信号相组合以在发送频率处直接产生发送信号。

用于发送的无线频率的范围可以直至 11 吉赫，并且可能通过使用高速振荡器在发送频率处直接产生发送信号。

一种接收机构造为接收通信信号，该通信信号在一个实施例中可以具有范围可以在约百分之二十与约百分之二百之间的部分带宽。该接收机包括：高速模拟到数字转换器，配置为将射频信号直接转换成数据信号。从对于连同附图一起的以下具体实施方式的研究中将理解本发明的这些以及其它特征和优点，在附图中相似的参考标号用来描述这些图中多个视图中的相同、相似或者对应部分。

附图说明

在附图的各图中通过例子而不以限制性的方式来图示这里所教导的本发明的优选实施例，在附图中：

图 1A 是图示了根据本发明划分成多个子信道的宽带信道的示例性实施例的示图；

图 1B 是图示了无线通信系统中多径效应的示图；

图 2 是图示了根据本发明划分成多个子信道的宽带通信信道的另一示例性实施例的示图；

图 3 是图示了将滚降因子应用到图 1 和图 2 的子信道的示图；

图 4A 是图示了根据本发明针对宽带通信信道分配子信道的示图；

图 4B 是图示了根据本发明针对宽带通信信道分配时隙的示图；

图 5 是图示了根据本发明的无线通信的示例性实施例的示图；

图 6 是图示了根据本发明在图 5 的无线通信系统中使用同步码的示图；

图 7 是图示了可以用来在图 5 的无线通信系统中使同步码相关的相关器的示图；

图 8 是图示了根据本发明的同步码相关的示图；

图 9 是图示了根据本发明所配置的同步码的互相关性的示图；

图 10 是图示了根据本发明的无线通信系统的另一示例性实施例的示图；

图 11A 是图示了根据本发明可以如何对根据本发明的宽带通信信道的子信道进行分组的示图；

图 11B 是图示了根据本发明来分配图 11A 的子信道组的示图；

图 12 是图示了在时域中图 11B 的组分配的示图；

图 13 是图示了根据本发明在图 10 的无线通信系统中基于 SIR 测量来分配子信道的流程图；

图 14 是根据本发明所配置的发射机的示例性实施例的逻辑框图；

图 15 是用于在图 14 的发射机中使用的根据本发明所配置的调制器的示例性实施例的逻辑框图；

图 16 是图示了用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的速率控制器的示例性实施例的示图；

图 17 是图示了用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的速率控制器的另一示例性实施例的示图；

图 18 是图示了用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的频率编码器的示例性实施例的示图；

图 19 是用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的 TDM/FDM 组块的示例性实施例的逻辑框图；

图 20 是用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的 TDM/FDM 组块的另一示例性实施例的逻辑框图；

图 21 是用于在图 15 的调制器中使用的根据本发明所配置的移频器的示例性实施例的逻辑框图；

图 22 是根据本发明所配置的接收机的逻辑框图；

图 23 是用于在图 22 的接收机中使用的根据本发明所配置的解调器的示例性实施例的逻辑框图；

图 24 是用于在图 23 的解调器中使用的根据本发明所配置的均衡器的示例性实施例的逻辑框图；

图 25 是根据本发明所配置的无线通信设备的示例性实施例的逻辑框图；

图 26 是不同通信方法的图示；

图 27 是两个超宽带脉冲的图示；

图 28 是由联邦通信委员会于 2002 年 4 月 22 日所建立的超宽带发射限制的图表；

图 29 图示了与本发明一个实施例相一致的发射机；

图 30 图示了各种信号的时序图；

图 31 图示了与本发明的一个实施例相一致的帧；

图 32a 图示了在图 29 的发射机中利用的数字电路的一个实施例；

图 32b 图示了在图 29 的发射机中利用的数字电路的第二实施例；

图 32c 图示了在图 29 的发射机中利用的数字电路的第三实施例；

图 33 图示了与本发明一个实施例相一致的数据流；

图 34 图示了与本发明的一个实施例相一致的接收机；

图 35 图示了在图 29 的发射机中利用的基带处理器的第一部分的示意图；

图 36 图示了在图 34 的接收机中利用的基带处理器的第二部分的示意图；

图 37 图示了在图 36 的基带处理器中利用的多相位滤波器的一个实施例；

图 38 图示了在图 36 的基带处理器中利用的多相位滤波器的另一实施例；

图 39 图示了与本发明相一致的信号的另一时序图；

图 40 图示了与本发明相一致的均衡器的一个实施例；

图 41 图示了示例性 FEC 编码器和示例性 FEC 解码器；

图 42 图示了根据本发明一个实施例所配置的示例性 FEC 编码器；

图 43 图示了根据一个实施例配置为根据输入数据生成码字的 FEC 编码器；

图 44 具体地图示了图 42 的编码器；

图 45 图示了图 42 的编码器的进一步细节；

图 46 图示了根据一个实施例可以包括在解码器中的示例性奇偶节点处理器；

图 47 图示了图 45 的奇偶节点处理器的一个节点；

图 48 具体地图示了图 45 的奇偶节点处理器；以及

图 49 图示了根据一个实施例所配置的奇偶节点处理器。

将认识到一些或者所有的图都是用于说明目的的示意性表示而并非必然地描绘了所示单元的实际相对大小或者位置。提供这些图是为了图示本发明的一个或者多个实施例，应明确理解它们并不用来限制权利要求的范围或者含义。

具体实施方式

1. 引言

在以下段落中，将参照附图通过例子来具体地描述本发明。尽管此发明能够以很多不同形式来实施，但是在附图中示出并且这里将具体地描述特定实施例，应理解到本公开将被视为本发明原理的例子而本意不在于将本发明限制于所示和所述的特定实施例。也就是说，在本说明书中应当通篇地视所示实施例和例子为范例而不是对本发明的限制。如这里所用，“本发明”是指这里描述的本发明的任一实施例及其等同形式。另外，在本文中通篇对“本发明”的一个或者多个各种特征的提及并不意味着所有要求保护的实施例或者方法都必须包括所提及的一个或者多个特征。

为了提高无线通信系统性能并且允许单个设备在仍然保持优良性能的同时从一类系统移动到另一类系统，这里描述的系统和方法提供如下各种通信方法，这些通信方法针对制约这些系统的各种普遍问题来增强发射机和接收机的性能，并且允许在各种系统中重新配置发射机和/或接收机以求最佳性能。因而，这里描述的系统和方法定义了一种将公共宽带通信信道用于所有通信小区的信道接入协议。然而，该宽带信道于是划分成多个子信道。不同于信道然后分配给各小区内的一个或者多个用户。但是各小区内的基站或者服务接入点发送一个占用宽带信道整个带宽的消息。各用户的通信设备接收整个消息，但是仅对该消息中驻留于分配给用户的子信道中的那些部分进行解码。对于例如点到点的系统，单个用户可以被分配以所有子信道并且因此具有可为它们所用的全宽带信道。另一方面，在无线 WAN 中，可以在多个用户之间划分子信道。

在下文对示例性实施例的描述中，将尽可能地指出与不同类型的系统有关的实施差异或者特有的考虑。但是应当理解这里描述的系统和方法可适用于任何类型的通信系统。此外，比如通信小区、基站、服务接入点等术语可以互换地用来指代网络在这些不同级别的共同方面。为了开始说明这里描述的系统和方法的优点，可以先开始考虑对于如图 1A 中所示带宽为 B 的单个宽带通信信道 100 的多

径效应。在传统无线通信系统中通过信道 100 所发送的通信将包括被编码和调制到 RF 载波上的数字数据比特或者符号，该 RF 载波的中心位于频率 f_c 并且占用带宽 B 。一般而言，符号的宽度（或者符号持续时间） T 被定义为 $1/B$ 。因此，如果带宽 B 等于 100MHz，则符号持续时间 T 按照如下等式来定义： $T=1/B=1/100$ 兆赫(MHZ)=10 纳秒(ns) (1)

当接收机接收通信、对它进行解调、然后对它进行解码时，它将重新创建如图 1B 中所示数据符号 106 的流 104。但是接收机也将接收同一数据流的多径版本 108。由于多径数据流 108 相对于数据流 104 在时间上延迟了例如延迟 d_1 、 d_2 、 d_3 和 d_4 ，所以它们可能破坏性地与数据流 104 相组合。

延迟扩展 d_s 被定义为从数据流 104 的接收到对数据流 104 的接收有干扰的最后多径数据流 108 的接收之间的延迟。因此，在图 1B 所示的例子中，延迟扩展 d_s 等于延迟 d_4 。延迟扩展 d_s 将视不同环境而变化。具有大量障碍物的环境将产生大量多径反射。因此，延迟扩展 d_s 将较长。实验已经表明：对于室外 WAN 型环境，延迟扩展 d_s 可以长达 20 微秒。使用等式 (1) 的 10ns 符号持续时间，这相当于 2000 个符号。因此，对于很大的带宽如 100MHz，多径干扰可能在很难得到足够补偿的符号级造成大量的干扰。这即使对于室内环境也是成立的。对于室内 LAN 型系统，延迟扩展 d_s 明显地较短，通常约为 1 微秒。对于 10ns 的符号持续时间，这相当于 100 个符号，这更容易管理但是仍然是显著的。通过将带宽 B 分段成多个子信道 202，如图 2 中所示，并且为各子信道生成截然不同的数据流，多径效应可以减少到管理起来容易得多的水平。例如，如果各子信道 202 的带宽 b 是 500kHz，则符号持续时间是 2 微秒。因此，对于各子信道的延迟扩展 d_s 相当于仅 10 个符号（室外）或者半个符号（室内）。因此，通过将占用整个带宽 B 的消息分解成各占用于信道 202 的带宽 b 的离散消息，产生受到相对较小的多径效应所制约的甚宽带信号（very wideband signal）。

在对使用被分段成所述多个子信道的宽带通信信道的更多特征和优点进行讨论之前,将更具体地说明子信道的某些方面。回到图 2,整个带宽 B 被分段成中心位于频率 f_0 至 f_{N-1} 的 N 个子信道。因此,紧接在 f_c 右边的子信道 202 从 f_c 偏移 $b/2$, 其中 b 是各子信道 202 的带宽。下一子信道 202 偏移 $3b/2$, 再下一子信道偏移 $5b/2$, 依此类推。在 f_c 左边,各子信道 202 偏移 $-b/2$ 、 $-3b/2$ 、 $-5b/2$ 等。优选地,子信道 202 不重叠,因为这允许在接收机中独立地处理各子信道。为了实现这一点,在脉冲整形步骤中优选地将滚降因子应用于各子信道中的信号。通过各子信道 202 中脉冲的非矩形形状在图 2 中图示这种脉冲整形步骤的效果。因此,各子信道的带宽 b 可以按照比如以下这样的等式来表示: $b=(1+r)/T$ 。(2)

其中 r =滚降因子,而 T =符号持续时间。在无滚降因子即 $b=1/T$ 时,脉冲形状在频域中将是矩形的,这在时域中对应于函数 $(\sin x)/x$ 。在图 3 示出了针对信号 $(\sin x)/x$ 信号 400 的时域信号以便说明与矩形脉冲形状相关联的问题和使用滚降因子的必要。正如所见,主瓣 402 包含几乎所有的信号 400。但是该信号的一些也驻留于从主瓣 402 在两个方向上无限地向外伸展的旁瓣 404 中。旁瓣 404 使处理信号 400 困难得多,这增加了接收机的复杂度。应用如等式 (2) 中所示的滚降因子 r 使信号 400 衰减得更快,减少了旁瓣 404 的数目。因此,增加滚降因子会减少信号 400 的长度,即信号 400 在时间上变得更短。但是包含滚降因子也减少了各子信道 202 中的可用带宽。因此,必须选择 r 以便在仍然最大化各子信道 202 中可用带宽的同时将旁瓣 404 的数目减少到足够的数目如 15。因此,通信信道 200 的整个带宽 B 按照以下等式来给出: $B=N(1+r)/T$; (3)

$$\text{或者 } B=M/T; \quad (4)$$

$$\text{其中 } M=(1+r)N. \quad (5)$$

出于与发射机设计有关的效率目的,优选的是选择 r 使得等式 (5) 中的 M 为整数。选择 r 使得 M 为整数会允许使用例如快速逆傅立叶变换 (IFFT) 技术的发射机设计更为高效。由于 $M=N+N(r)$

和 N 总为整数，这意味着必须选择 r 使得 $N(r)$ 为整数。一般而言，优选的是 r 在 0.1 与 0.5 之间。因此，如果 N 例如是 16，则可以选择 r 为 0.5 使得 $N(r)$ 为整数。作为备选，如果在上例中选择 r 的值使得 $N(r)$ 不为整数，则可以使 B 略宽于 M/T 以求补偿。在这一情况下，仍然优选的是选择 r 使得 $N(r)$ 近似地为整数。

2. 无线通信系统的示例性实施例

在了解上述内容的情况下，图 5 图示了包括多个小区 602 的示例性通信系统 600，各小区使用公共宽带通信信道来与各小区 602 内的通信设备 604 通信。该公共通信信道是如上所述的宽带通信信道。各通信小区 602 被定义为小区内基站或者服务接入点 606 的覆盖区。在图 5 中示出一个这样的基站 606 作为说明。出于本说明书和所附权利要求书的目的，术语基站将被通用来指代一种为多个通信设备提供对无线通信系统的无线接入的设备，而无论该系统是视线、室内或者室外系统都是如此。由于各小区 602 使用同一通信信道，所以一个小小区 602 中的信号必须可区别于相邻小区 602 中的信号。为了区别来自一个小小区 602 的信号和来自另一小小区 602 的信号，相邻的基站 606 根据码重用规划来使用不同的同步码。在图 6 中，系统 600 使用同步码重用因子 4，但重用因子可以视应用而变化。优选地，同步码如图 6 中所示定期地被插入到从基站 606 到通信设备 604 的通信中。在预定数目（在这一情况下为两个）的数据分组 702 之后，特定的同步码 704 被插入到各基站 606 正在发送的信息中。同步码是基站 606 和它正在与之通信的任何通信设备 604 这二者所已知的数据比特序列。同步码允许这样的通信设备 604 将它的时序同步到基站 606 的时序，该基站 606 的时序又允许设备 604 正确地对数据进行解码。因此，在例如小区 1（参见图 6 中的浅阴影小区 602）中，同步码 1（SYNC1）在每两个分组 702 之后被插入到小区 1 中的基站 606 所生成的数据流 706 中；在小区 2 中，SYNC2 在每两个分组 702 之后被插入；在小区 3 中，SYNC3 被插入；而在小区

4 中，SNYC4 被插入。下文更具体地讨论对同步码的使用。

在图 4A 中，用于在通信系统 600 中使用的示例性宽带通信信道 500 被划分成中心位于频率 f_0 至 f_{15} 的 16 个子信道 502。在各通信小区 602 的中心处的基站 606 发送单个占用宽带信道 500 的整个带宽 B 的分组。这样的分组在图 4B 中以分组 504 来图示。分组 504 包括利用与子信道 502 之一相对应的频率偏移 (frequency offset) 来编码的子分组 506。子分组 506 实际上定义了分组 504 中的可用时隙。类似地，可以假定子信道 502 定义了通信信道 500 中的可用频率仓。因此，通信小区 602 中的可用资源是可以分配给各小区 602 内不同通信设备 604 的时隙 506 和频率仓 502。因此，如图 5 中所示，例如频率仓 502 和时隙 506 可以分配给小区 602 内的 4 个不同通信设备 604。各通信设备 604 接收整个分组 504，但是仅处理向它分配的那些频率仓 502 和/或时隙 506。优选地，如图 4A 中所示，各设备 604 被分配以不相邻的频率仓 502。这样，如果干扰破坏了通信信道 500 的一部分中的信息，则这些效应扩展为遍及小区 602 内的所有设备 604。有希望的是，通过以此方式向外扩展干扰效应，使这些效应最小化，而仍然可以根据在其它频率仓中接收的未受影响的信息来重新创建向各设备 604 发送的完整信息。例如，如果比如衰落这样的干扰破坏了仓 f_0 - f_4 中的信息，则各用户 1-4 均丢失一个数据分组。但是各用户潜在地从向它们分配的其它仓接收三个未受影响的分组。有希望的是，在其它三个仓中的未受影响的数据提供了用于为各用户创建整个消息的足够信息。因此，频率分集可以通过将不相邻的仓分配给多个用户中的各用户来实现。

确保向一个用户分配的仓的间隔大于相干带宽就确保了频率分集。正如上文所讨论的，相干带宽近似地等于 $1/d_s$ 。对于 d_s 通常为 1 微秒的室外系统， $1/d_s=1/1$ 微秒=1 兆赫 (MHz)。因此，向用户分配的不相邻频带优选地间隔至少 1MHz。然而，甚至更为优选的是，如果相干带宽加上某一保护频带则确保了充分的频率分集将分配给各用户的不相邻仓隔开。例如，在某些实施中优选的是确保至少 5

倍于相干带宽或者在上例中的 5MHz 将不相邻的仓隔开。另一种用以提供频率分集的方式是在向特定用户分配的间隔大于相干带宽的频率仓中重复数据块。换言之，如果 4 个子信道 202 被分配给用户，则可以在第一和第三子信道 202 中重复数据块 a ，并且可以在第二和第四子信道 202 中重复数据块 b ，这里假设子信道在频率上充分地隔开。在这一情况下，可以假定该系统使用分集长度因子 2。该系统可以类似地被配置为实施其它分集长度，例如 3, 4, ... l 。

应当注意，根据实施例也可以包括空间分集。空间分集可以包括发送空间分集、接收空间分集或者这二者。在发送空间分集中，发射机使用多个分立发射机和多个分立天线来发送各消息。换言之，各发射机并行地发送同一消息。然后从发射机接收并且在接收机中组合这些消息。由于并行发送沿不同路径行进，所以如果一个路径受衰落影响，则其它路径将可能不受影响。因此，当在接收机中组合它们时，即使其它传输路径中的一个或者多个传输路径经历严重的衰落仍然应当可以恢复消息。接收空间分集使用多个分立接收机和多个分立天线来接收单个消息。如果足够的距离将天线隔开，则天线所接收的信号的传输路径将不同。同样，传输路径的这一差异将在来自接收机的信号被组合时提供不受衰落影响的性质。发送和接收空间分集也可以在比如系统 600 这样的系统内组合，从而两个天线用来发送而两个天线用来接收。因此，各基站 606 的发射机可以包括用于发送空间分集的两个天线，而各通信设备 604 的接收机可以包括用于接收空间分集的两个天线。如果仅发送空间分集实施于系统 600 中，则它可以实施于基站 606 中或者通信设备 604 中。类似地，如果仅接收空间分集包括于系统 600 中，则它可以实施于基站 606 中或者通信设备 604 中。各小区 602 中被分配以频率仓 502 和/或时隙 506 的通信设备 604 的数目优选地是可实时编程的。换言之，面临变化的外部条件，即多径或者相邻小区干扰，以及变化的要求，即小区内各种用户的带宽要求，通信小区 602 内的资源分配优选地是可编程的。因此，例如如果用户 1 要求整个带宽来下载

大型视频文件，则可以调整仓 502 的分配以向用户 1 提供更多甚至所有仓 502。一旦用户 1 不再要求如此大数量的带宽，则可以在所有用户 1-4 之间重新调整仓 502 的分配。也应当注意，向特定用户分配的所有仓可以用于前向链路和反向链路。作为备选，视实施而定，可以分配一些仓 502 作为前向链路，并且可以分配一些仓用于在反向链路上使用。为了增加容量，优选地在各通信小区 602 中重用整个带宽 B，其中各小区 602 通过唯一同步码（参见下文的讨论）来区分。因此，系统 600 提供了增加的抗多径和衰落能力以及由于消除了频率重用要求而提供了增加的带宽。

3. 同步

图 6 图示了同步码相关器 800 的示例性实施例（图 7 中所示）。当例如小区 1 中的设备 604（参见图 5）从小区 1 的基站 606 接收进入通信（incoming communication）时，它在相关器 800 中将进入数据与 SYNC1 进行比较。基本上，该设备扫描进入数据，试图将数据与在这一情况下为 SYNC1 的已知同步码相关。一旦相关器 800 将进入数据匹配到 SYNC1，它就在输出处生成相关峰值 804。数据的多径版本也将生成相关峰值 806，但这些峰值 806 一般小于相关峰值 804。该设备然后可以使用相关峰值来执行信道估计，这允许该设备使用均衡器针对多径进行调节。因此，在小区 1 中，如果相关器 800 接收包含 SYNC1 的数据流，则它将生成相关峰值 804 和 806。另一方面，如果数据流包含例如 SYNC2，则将不生成峰值而该设备将基本上忽略进入通信。

即使包括 SYNC2 的数据流将不创建任何相关峰值，它仍然可以在相关器 800 中引起可能阻止对相关峰值 804 和 806 进行检测的噪声。可以采取若干步骤来防止这一点发生。一种用以最小化由来自相邻小区 602 的信号在相关器 800 中引起的噪声的方式是配置系统 600 使得各基站 606 同时发送。这样，同步码可以优选地以如下方式来生成：相对于在例如流 708、710 和 712 这样的相邻小区数据流内

的分组 702 而言，只有这些流的同步码 704 才会干扰对正确同步码 704 如 SYNC1 的检测。同步码然后可以进一步被配置为消除或者减少干扰。例如，不正确的同步码所引起的噪声或者干扰是这一同步码相对于正确码的互相关性的函数。这二者之间的互相关性越良好，噪声电平就越低。当互相关性理想时，噪声电平将基本上为零，如图 8 中的噪声电平 902 所示。因此，系统 600 的优选实施例使用表现出理想互相关性，即零的同步码。优选地，同步码的理想互相关性覆盖如下时段 l ，该时段足以允许对多径 906 以及多径相关峰值 904 的准确检测。这一点如此重要以至于可以实现准确的信道估计和均衡。在时段 l 以外，噪声电平 908 上升，因为分组 702 中的数据是随机的并且将表现出与同步码如 SYNC1 的低相关性。优选地，时段 l 实际上略长于多径长度以便确保可以检测多径。

a. 同步码生成

常规系统使用正交码在相关器 800 中实现互相关性。在例如系统 600 中，分别与小区 1-4（参见图 5 的浅阴影小区 602）相对应的 SYNC1、SYNC2、SYNC3 和 SYNC4 将全部需要以使得它们将具有与彼此之间的理想互相关性这样的方式来生成。在一个实施例中，如果涉及到的数据流包含高数据比特和低数据比特，则值“1”可以分配给高数据比特而“-1”可以分配给低数据比特。正交数据序列于是就是当它们在相关器 800 中进行异或（XOR）时产生“0”输出的数据序列。下例针对正交序列 1 和 2 说明了这一点：

序列 1: 11-1 1

序列 2: 11 1-1

$$11-1-1=0$$

因此，当各比特对的异或结果相加时结果为“0”。

但是在例如系统 600 中，各码必须具有与在相邻小区 602 中使用的各其它码之间的理想互相关性或者零互相关性。因此，在用于生成表现出上述性质的同步码的方法的一个示例性实施例中，该过

程先开始选择将要用作这些码的基础的“理想序列”。理想序列是在与其自身相关时产生与序列中的比特数目相等的数字的序列。例如

$$\begin{array}{r} \text{理想序列 1:} \quad 11-11 \\ \quad \quad \quad \quad \underline{11-11} \\ \quad \quad \quad \quad 11 \ 11=4 \end{array}$$

但是每当理想序列循环地移位一比特时，新序列与原序列正交。因此，例如如果理想序列 1 循环地移位一比特、然后与原序列相关，则该相关性会如下例中那样产生“0”：

$$\begin{array}{r} \text{理想序列 1:} \quad 11-1 \ 1 \\ \quad \quad \quad \quad \underline{11 \ 1-1} \\ \quad \quad \quad \quad 11-1-1=0 \end{array}$$

如果理想序列再次循环地移位一比特并且再次与原序列相关，则它将产生“0”。一般而言，可以将理想序列循环地移位任何比特数目直至它的长度，并且将移位的序列与原序列相关以获得“0”。在一个实施例中，一旦选择了正确长度的理想序列，优选地通过将序列重复 4 次来生成第一同步码。因此，如果使用理想序列 1，则第一同步码 y 将如下所示：

$$y=11-11 \ 11-11 \ 11-11 \ 11-11.$$

或者为一般形式： $y=x(0)x(1)x(2)x(3)x(0)x(1)x(2)x(3)x(0)x(1)x(2)x(3)x(0)x(1)x(2)x(3).$

对于长度为 L 的序列： $y=x(0)x(1) \dots x(L)x(0)x(1) \dots x(L)x(0)x(1) \dots x(L)x(0)x(1) \dots x(L).$

重复理想序列会允许相关器 800 有用以检测同步码的更佳机会，并且还允许生成其它非相关频率。重复具有在频域中进行采样的效果。此效果通过图 9 中的曲线图来图示。因此，在与同步码 y 相对应的迹线 1 中，每到第四个采样仓 1000，就生成采样 1002。各采样仓的间隔是 $1/(4L \times T)$ ，其中 T 是符号持续时间。因此在其中 $L=4$ 的上例中，各采样仓在频域中的间隔是 $1/(16 \times T)$ 。迹线 2-4 图示了接下来的三个同步码。正如所见，用于各后续同步码的采样相对于用于前一序列的采样移位一个采样。因此，序列都互不干扰。为了生成与迹线 2-4 相对应的后续序列，序列 y 必须在频率上移位。这

一点就 $r=1$ 至 L (序列的编号) 和 $m=0$ 至 $4*L-1$ (时间) 而言可以使用如下等式来实现:

$$z'(m) = y(m) * \exp(j * 2 * \pi * r * m / (n * L)) \quad (6)$$

其中: $z'(m)$ = 各后续序列; $y(m)$ = 第一序列; n = 序列被重复的次数。将理解到在时域中乘以因子 $\exp(j * 2 * \pi * r * m / (n * L))$ 会在频域中产生移位, 其中 N 等于序列被重复的次数 n 与基本理想序列的长度 L 的乘积。等式 (6) 为各同步码 2-4 产生如图 9 中所示的相对于同步码 1 的所需移位。生成各同步码时的最后步骤是将最后 M 个采样的副本附加到各码之前, 其中 M 为多径的长度。完成这一点是为了进行与多径循环的卷积并且允许多径检测更容易。应当注意, 可以使用同一方法从多个理想序列生成同步码。例如, 可以生成理想序列并将其重复四次, 然后生成第二理想序列并将其重复四次以获得等于八的因子 n 。所得序列然后可以如上所述那样移位以创建同步码。

b. 使用同步码进行信号测量

因此, 当通信设备在小区的边缘处时, 它将从多个基站接收信号, 因此将同时对若干同步码进行解码。这可以借助于图 10 来说明, 该图图示了无线通信系统 1100 的另一示例性实施例, 该无线通信系统包括通信小区 1102、1104 和 1106 以及通信设备 1108, 该通信设备与小区 1102 的基站 1110 通信, 但是也分别从小区 1104 和 1106 的基站 1112 和 1114 接收通信。如果来自基站 1110 的通信包含同步码 SYNC1, 而来自基站 1112 和 1114 的通信分别包含 SYNC2 和 SYNC3, 则设备 1108 将有效地接收这三个同步码之和。这是因为基站 1110、1112 和 1114 如上所述那样被配置为同时发送。另外, 同步码几乎同时到达设备 1108, 因为它们是根据上文所述来生成的。同样如上所述, 同步码 SYNC1、SYNC2 和 SYNC3 表现出理想的互相关性。因此, 当设备 1108 将码 SYNC1、SYNC2 与 SYNC3 之和 x 相关时, 后二者将不干扰设备 1108 对 SYNC1 的正确检测。重要的是, 和 x 也可以用来确定重要的信号特征, 因为和 x 根据如下等式

而等于同步码信号的求和： $x = \text{SYNC1} + \text{SYNC2} + \text{SYNC3}$ (7)

因此，当去除 SYNC1 时，剩下的是 SYNC2 与 SYNC3 之和，如下所示：

$$x - \text{SYNC1} = \text{SYNC2} + \text{SYNC3} \quad (8)$$

根据和 (SYNC2+SYNC3) 而计算的能量等于设备 1108 所观察到的噪声或者干扰。由于在设备 1106 中将同步码相关的目的在于提取 SYNC1 中的能量，所以设备 1108 也具有来自基站 1110 的信号中的能量，即 SYNC1 所代表的能量。因此，设备 1106 可以使用 SYNC1 的能量和 (SYNC2+SYNC3) 的能量以针对它正在用来与基站 1110 通信的通信信道来执行信号-干扰测量。该测量的结果优选地是信干比 (signal-to-interference ratio, SIR)。出于下文将讨论的目的，SIR 测量然后可以传送给基站 1110。同步码的理想互相关性也允许设备 1108 根据由相关器 800 所产生的相关性极为准确地确定信道冲激响应 (CIR) 或者信道估计。这允许使用低成本、低复杂度的均衡器来实现高度准确的均衡，由此克服常规系统的重大缺点。

4. 子信道分配

如上所述，如设备 1108 所确定的 SIR 可以传送给基站 1110 以供分配信道 502 时使用。在一个实施例中，由于独立地处理各子信道 502 这一事实，对于各子信道 502 的 SIR 可以加以测量并且传送给基站 1110。因此，在这样的实施例中，子信道 502 可以划分成组，而对于各组的 SIR 测量可以发送给基站 1110。在图 11A 中图示了这一点，该图示出了分段成子信道 f_0 至 f_{15} 的宽带通信信道 1200。子信道 f_0 至 f_{15} 然后分组成 8 个组 G1 至 G8。因此，在一个实施例中，设备 1108 和基站 1110 通过比如信道 1200 这样的信道来通信。

同一组中的子信道优选地相隔尽可能多的子信道以确保分散。例如在图 11A 中，同一组内的子信道相隔 7 个子信道，例如组 G1 包括 f_0 和 f_8 。设备 1102 报告对于各组 G1 至 G8 的 SIR 测量。这些 SIR 测量优选地与阈值做比较以确定哪些子信道组可为设备 1108

所用。此比较可以发生在设备 1108 或者基站 1110 中。如果它发生在设备 1108 中，则设备 1108 可以向基站 1110 简单地报告哪些子信道可为设备 1108 所用。

SIR 报告将同时针对小区 1102 内的多个设备而发生。因此，图 11B 图示了如下情形：与用户 1 和用户 2 相对应的两个通信设备报告了在用于组 G1、G3、G5 和 G7 的阈值以上的 SIR 级别。基站 1110 优选地然后基于如图 11B 中所示的 SIR 报告将子信道组分配给用户 1 和用户 2。当将“良好”子信道组分配给用户 1 和用户 2 时，基站 1110 也优选地基于频率分集的原理来分配它们。因此，在图 11B 中，用户 1 和用户 2 交替地被分配以每隔一个的“良好”子信道。子信道在频域中的分配等同于时隙在时域中的分配。因此，如图 12 中所示，用户 1 和用户 2 这两个用户接收通过通信信道 1200 来传输的分组 1302。图 12 也图示了图 11B 的子信道分配。尽管图 11 和图 12 图示了针对两个用户基于 SIR 来分配子信道/时隙，但是所示原理可以扩展到任何数目的用户。因此，在小区 1102 内的分组可以由 3 个或者更多用户接收。不过，随着可用子信道的数目由于高的 SIR 而减少，可用带宽也减少。换言之，随着可用子信道减少，可以接入到通信信道 1200 的用户数目也减少。

可能由于各种原因而造成不良的 SIR，但是 SIR 通常来自于在小区的边缘处从相邻小区接收通信信号的设备。由于各小区正在使用同一带宽 B ，所以相邻小区的信号将对于某些子信道最终地提高噪声电平并且使 SIR 降级。因此，在一些实施例中，可以在比如图 10 中的小区 1102、1104 和 1106 这样的小区之间协调子信道分配，以便防止来自相邻小区的干扰。因此，如果通信设备 1108 在小区 1102 的边缘附近而设备 1118 在小区 1106 的边缘附近，则这两个设备可能会相互干扰。结果，设备 1108 和设备 1118 分别向基站 1110 和 1114 报告回的 SIR 测量将表明干扰电平过高。基站 1110 然后可以被配置为仅向设备 1108 分配奇数组，即 G1、G3、G5 等，而基站 1114 可以被配置为向设备 1118 分配偶数组。两个设备 1108 和 1118 于是将

由于子信道组的协调式分配而不会相互干扰。

以这一方式分配子信道就减少了分别可为设备 1108 和 1118 所用的整个带宽。在这一情况下，带宽按照因子 2 而减少。但是应当记住，分别更靠近各基站 1110 和 1114 来操作的设备如果需要则将仍然能够使用所有子信道。因此，只有在小区的边缘附近的设备比如设备 1108 才会使可用带宽减少。将此与例如 CDMA 系统相对照，由于在这样的系统中使用的扩频技术，所有用户的带宽总是按照约为 10 的因子而减少。因此可见，用于使用多个子信道在宽带信道上进行无线通信的系统和方法不仅提高了服务质量而且还可以显著地增加可用带宽。当三个设备 1108、1118 和 1116 在它们的相应相邻小区 1102、1104 和 1106 的边缘附近时，子信道可以一分为三。因此，例如设备 1108 可以被分配以组 G1、G4 等，设备 1118 可以被分配以组 G2、G5 等，而设备 1116 可以被分配以组 G3、G6 等。在这一情况下，用于这些设备即在小区 1102、1104 和 1106 的边缘附近的设备的可用带宽按照因子 3 而减少，但是这仍然好于例如 CDMA 系统。

子信道的这种协调式分配能够在其中起作用的方式通过图 13 中的流程图来图示。首先在步骤 1402 中，通信设备如设备 1108 报告对于所有子信道组 G1 至 G8 的 SIR。然后在步骤 1404 中将所报告的 SIR 与阈值进行比较以确定 SIR 对于各组是否足够低。作为备选，设备 1108 可以进行该判断并且简单地报告哪些组在 SIR 阈值以下或者以上。如果 SIR 级别对于各组是良好的，则基站 1110 可以在步骤 1406 中使各组可为设备 1108 所用。以定期方式，设备 1108 优选地测量 SIR 级别并且更新基站 1110 以防 SIR 恶化。例如，设备 1108 可以从小区 1102 的中心附近朝着边缘移动，其中来自相邻小区的干扰可能影响对于设备 1108 的 SIR。如果在步骤 1404 中的比较表明 SIR 级别不佳，则基站 1110 可以被预先编程为仅向设备 1108 分配奇数组或者偶数组，这将在步骤 1408 中实现这一点。然后在步骤 1410 中设备 1108 报告对于向它分配的奇数组或者偶数组的 SIR 测量，并且在

步骤 1412 中再次将它们与 SIR 阈值进行比较。假设不良的 SIR 级别归因于设备 1108 在小区 1102 的边缘处操作并且因此受比如设备 1118 这样的设备所干扰这一事实。但是设备 1108 将同时干扰设备 1118。因此，在步骤 1408 中分配奇数组或者偶数组优选地对应于基站 1114 向设备 1118 分配相反的组。因而，当设备 1108 报告对于向它分配的无论是奇数组还是偶数组的 SIR 报告时，在步骤 1410 中的比较应当表明 SIR 级别现在在阈值级别以下。因此，基站 1110 在步骤 1414 中使所分配的组可为设备 1108 所用。同样，设备 1108 优选地通过返回到步骤 1402 来定期地更新 SIR 测量。

步骤 1410 的比较有可能表明 SIR 级别仍然在阈值以上，这应当表明第三设备如设备 1116 仍然在干扰设备 1108。在这一情况下，基站 1110 可以被预先编程为在步骤 1416 中将每第三个组分配给设备 1108。这应当分别对应于基站 1114 和 1112 将非干扰信道对应地分配给设备 1118 和 1116。因此，设备 1108 应当能够在分配的子信道组即 G1、G4 等上操作而无不适当的干扰。同样，设备 1108 优选地通过返回到步骤 1402 来定期地更新 SIR 测量。可选地，第三比较步骤（未示出）可以在步骤 1416 之后实施以确保向设备 1408 分配的组拥有用于正确操作的足够 SIR 级别。另外，如果有更多相邻小区，即如果在第 4 或者甚至第 5 相邻小区中的设备有可能干扰设备 1108，则图 13 的过程将继续下去，而子信道组将甚至进一步被划分以在向设备 1108 分配的子信道上确保足够的 SIR 级别。即使图 13 的过程减少了可为在小区 1102、1104 和 1106 的边缘处的设备所用的带宽，仍然能够以增加数据速率并且因此恢复或者甚至增加带宽这样的方式来使用 SIR 测量。为了实现这一点，分别在基站 1102、1104 和 1106 中以及在与之通信的设备如设备 1108、1114 和 116 中使用的发射机和接收机必须能够动态地改变用于一些或者所有子信道的符号映射方案。例如，在一些实施例中，符号映射方案可以在 BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、32QAM 等之间动态地改变。随着符号映射方案移动得更高，即朝着 32QAM 移动，正确操作所需要的 SIR 级别移动得

更高，即可以经受的干扰越来越小。因此，一旦为各组确定了 SIR 级别，例如基站 1110 这样的基站然后就可以确定对于各子信道组可以支持什么符号映射方案，并且相应地改变调制方案。设备 1108 必须也改变符号映射方案以对应于基站的符号映射方案。该改变可以针对所有的组统一地来实现，或者它可以针对单独的组来实现。另外，符号映射方案可以根据实施例而仅在前向链路上、仅在反向链路上或者在这二者上改变。因此，通过保持用以动态地分配子信道和动态地改变用于所分配的子信道的符号映射方案这一能力，这里描述的系统和方法相较于常规系统提供了用于以更高的性能级别保持更高的可用带宽的能力。然而，为了完全实现上述益处，所述系统和方法迄今为止必须能够以既成本有效又便利的方式来实施。另外，该实施必须包括可重新配置性，从而单个设备可以根据这里描述的系统和方法在不同类型的通信系统之间移动而仍然保持最佳性能。以下描述具体地举例说明被配置为以提供上文刚刚描述过的能力这一方式根据这里描述的系统和方法来操作的硬件实施方式的高级实施例。

5. 采样发射机实施例

图 14 是图示了根据上述系统和方法配置用于无线通信的发射机 1500 的示例性实施例的逻辑框图。该发射机例如可以在例如基站 606 这样的基站内或者比如设备 604 这样的通信设备内。提供发射机 1500 以说明在根据这里描述的系统和方法所配置的发射机中可以包含的逻辑部件。本意不在于将用于使用多个子信道在宽带信道上进行无线通信的系统和方法限制于任何特定发射机配置或者任何特定无线通信系统。在了解这一点的情况下，可见发射机 1500 包括串行到并行转换器 1504，该转换器被配置为接收包含数据速率 R 的串行数据流 1502。串行到并行转换器 1504 将数据流 1502 转换成 N 个并行数据流 1504，其中 N 是子信道 202 的数目。应当注意，尽管以下讨论假设了使用单个串行数据流，但是如果需要或者希望则也可以

使用多个串行数据流。在任何情况下，各并行数据流 1504 的数据速率于是为 R/N 。各数据流 1504 然后被发送到扰频器、编码器和交织器组块 1506。扰频、编码和交织是在很多无线通信发射机中实施的普遍技术并且有助于提供鲁棒、安全的通信。将出于说明性的目的而简短地说明这些技术的例子。

扰频对将要发送的数据进行分解以便从发送数据中消除谱密度。例如，如果数据包含长串的“1”，则在谱密度中将有尖峰。此尖峰可能在无线通信系统中造成较大干扰。通过分解该数据，可以消除谱密度以避免任何这样的峰值。通常通过将数据与随机序列进行异或来实现扰频。通过信息编码或者编码，并行比特流 1504 例如可以提供前向纠错（FEC）。FEC 的目的在于通过将一些悉心设计的冗余信息添加到正通过通信信道所传输的数据中来提高信道的容量。添加此冗余信息的过程称为信道编码。卷积编码和块编码是两种主要的信道编码形式。卷积码每次对一比特或者数比特的串行数据进行操作。分组码对相对大的（通常多至数百个字节）消息块进行操作。有各种有用的卷积码和分组码以及各种算法用于对接收的编码信息序列进行解码以恢复原始数据。例如，具有 Viterbi 解码的卷积编码或者 Turbo 编码是对于传输信号在其中主要受加性高斯白噪声（AWGN）所破坏的信道或者甚至仅经历衰落的信道而言特别适合的 FEC 技术。

卷积码通常使用两个参数来描述：码速率和约束长度。码速率 k/n 被表达为在给定的编码器循环中进入卷积编码器中的比特数 (k) 与卷积编码器所输出的信道符号的数目 (n) 之比。公共码速率是 $1/2$ ，这意味着对于输入到编码器中的每 1 比特产生 2 个符号。约束长度参数 K 表示卷积编码器的“长度”，即有多少 k -比特级可用来馈送给产生输出符号的组合逻辑。与 K 密切相关的是参数 m ，该参数表明了输入比特首次在卷积编码器的输入处出现之后在多少编码器循环中保留该输入比特并且将它用于编码。 m 参数可以被考虑为编码器的存储器长度。交织被用来减小衰落效应。交织混淆数据的次序，

从而如果衰落干扰了传输信号的一部分，则整个消息将不受影响。这是因为一旦在接收机中对该消息进行解交织和解码，丢失的数据将包含整个消息的非邻接部分。换言之，衰落将干扰该交织消息的邻接部分，但是当对该消息进行解交织时，受干扰的部分扩展为遍布整个消息。使用比如 FEC 这样的技术，则可以填充遗失的信息，或者丢失数据的影响恰是可以忽略的。

在框 1506 之后，各并行数据流 1504 被发送到符号映射器 1508。符号映射器 1508 将比如 BPSK、QPSK 等必要符号映射应用到各并行数据流 1504。符号映射器 1508 优选地是可编程的，从而可以例如响应于针对各子信道 202 而报告的 SIR 来改变对并行数据流所应用的调制。另外优选的是，各符号映射器 1508 可分别地编程为使得可以选择用于各子信道的最佳符号映射方案并且将其应用于各并行数据流 1504。在符号映射器 1508 之后，并行数据流 1504 被发送到调制器 1510。下文描述调制器 1510 的示例性实施例的重要方面和特征。在调制器 1510 之后，并行数据流 1504 被发送到求和器 1512，该求和器被配置为将并行数据流求和并且由此生成单个包含各单独处理的并行数据流 1504 的串行数据流 1518。串行数据流 1518 然后被发送到无线模块 1512，其中根据已知技术利用 RF 载波来调制、放大并且经由天线 1516 来发送该数据流。

传输信号占用通信信道 100 的整个带宽 B ，并且包含如下各离散并行数据流 1504，这些数据流被编码到带宽 B 内与它们相应的子信道 102 上。将并行数据流 1504 编码到适当的子信道 102 上要求各并行数据流 1504 在频率上被移位适当的偏移量。这是在调制器 1510 中实现的。图 15 是根据这里描述的系统和方法的调制器 1600 的示例性实施例的逻辑框图。重要的是，调制器 1600 获取并行数据流 1602，对各数据流 1602 执行时分调制 (TDM) 或者频分调制 (FDM)，使用滤波器 1612 对它们进行滤波，然后使用移频器 1614 在频率上对各数据流进行移位，从而使它们占用适当的子信道。滤波器 1612 应用所需的脉冲整形，即它们应用在第 1 部分中描述的滚降因子。

经移频的并行数据流 1602 然后被求和并且被发送。调制器 1600 也可以包括速率控制器 1604、频率编码器 1606 和内插器 1610。图 15 中所示的所有部件都在以下段落中结合图 16-图 22 来具体地描述。

图 16 图示了根据这里描述的系统和方法的速率控制器 1700 的一个示例性实施例。速率控制器 1700 被用来控制各并行数据流 1602 的数据速率。在速率控制器 1700 中，例如通过重复数据流 $d(0)$ 至 $d(7)$ 将数据速率减半从而产生流 $a(0)$ 至 $a(15)$ ，其中 $a(0)$ 与 $a(8)$ 相同、 $a(1)$ 与 $a(9)$ 相同，等等。图 16 也图示了，以这一方式重复数据流的效果是获取被编码到前 8 个子信道 1702 上的数据流并且在接下来的 8 个子信道 1702 上复制它们。正如所见，7 个子信道将包含相同或者复制的数据流的子信道 1702 隔开。因此，例如如果衰落影响一个子信道 1702，则携带相同数据的其它子信道 1702 可能不会受影响，即在复制的数据流之间有频率分集。因此通过牺牲数据速率，在这一情况下是将数据速率减半，来实现更鲁棒的传输。另外，通过复制数据流 $d(0)$ 至 $d(7)$ 而提供的鲁棒性可以通过经由扰频器 1708 向复制的数据流施加扰频来进一步增强。应当注意，数据速率可以减少一半以上，例如按照四或者更多而减少。作为备选，数据速率也可以按照除一半以外的数量而减少。例如来自 n 个数据流的信息被编码到 m 个子信道上，其中 $m > n$ 。因此，为了将速率减少 $2/3$ ，来自一个数据流的信息可以在第一子信道上被编码，来自第二数据流的信息可以在第二数据信道上被编码，而两个数据流之和或者之差可以在第三信道上被编码。在这一情况下，需要对第三信道中的功率应用正确的缩放。否则，例如，第三信道中的功率可以是前两个信道中的功率的两倍。优选地，速率控制器 1700 是可编程的，从而可以响应于某些操作因素来改变数据速率。例如，如果针对子信道 1702 而报告的 SIR 为低，则速率控制器 1700 可以被编程为经由重复来提供更鲁棒的传输以确保没有数据因干扰而丢失。此外，例如室内、室外、视线这样不同类型的无线通信系统可能要求改变鲁棒性的程度。因此，速率控制器 1700 可以被调节用来

为特定类型的通信系统提供最小程度的所需鲁棒性。此类可编程性不但确保了鲁棒的通信，它也可以用来允许单个设备在通信系统之间移动并且保持优良的性能。

图 17 图示了根据这里描述的系统和方法的速率控制器 1800 的备选示例性实施例。在速率控制器 1800 中增加而不是减少数据速率。这是使用串行到并行转换器 1802 将例如各数据流 $d(0)$ 至 $d(15)$ 转换成两个数据流来实现的。延迟电路 1804 然后将各串行到并行转换器 1802 所生成的两个数据流之一延迟 $1/2$ 个符号。因此，数据流 $d(0)$ 至 $d(15)$ 被变换成数据流 $a(0)$ 至 $a(31)$ 。特定串行到并行转换器 1802 和关联延迟电路 1804 所生成的数据流然后必须被求和并且编码到适当的子信道上。例如，数据流 $a(0)$ 和 $a(1)$ 必须被求和并且编码到第一子信道上。优选地，这些数据流在由滤波器 1612 对各数据流进行脉冲整形之后被求和。因此，速率控制器 1604 优选地是可编程的，从而如特定类型的无线通信系统所要求的那样，或者如通信信道条件或者子信道条件所要求的那样，可以如在速率控制器 1800 中那样增加数据速率或者如在速率控制器 1700 中那样减少数据速率。在增加数据速率的情况下，滤波器 1612 也优选地是可编程的，从而使它们可以被配置为向例如数据流 $a(0)$ 至 $a(31)$ 应用脉冲整形，然后对适当的流求和以生成适当数目的并行数据流以便发送到移频器 1614。以图 17 中所示方式来增加数据速率的优点在于基本上可以实现较高的符号映射速率而不改变符号映射器 1508 中使用的符号映射。一旦对数据流求和，就在频率上对已求和的流进行移位，从而使它们驻留于适当的子信道中。但是由于每个符号的比特数目已经加倍，所以符号映射速率已经加倍。因此，例如 4QAM 符号映射可以被转换成 16QAM 符号映射，即使 SIR 对于将以别的方式所应用的 16QAM 符号映射而言过高仍然如此。换而言之，对速率控制器 1800 进行编程以便以图 17 中所示方式来增加数据速率，可以增加符号映射，即使在信道条件在别的情况下不允许这一点时仍然如此，这又可以允许无论通信系统的类型如何通信设备都

保持足够的或者甚至优良的性能。如图 17 中所示那样增加数据速率的缺点在于增加了干扰，也增加了接收机复杂度。前者归因于增加的数据量。后者归因于各符号由于 $1/2$ 符号重叠而不能独立地加以处理这一事实。因此，在实施比如速率控制器 1800 这样的速率控制器时必须针对增加的符号映射能力来权衡这些考虑。

图 18 图示了根据这里描述的系统和方法的频率编码器 1900 的一个示例性实施例。类似于速率编码，频率编码优选地用来提供增加的通信鲁棒性。在频率编码 1900 中，多个数据流之和或者之差被编码到各子信道上。如同所示，这是使用加法器 1902 分别将数据流 $d(0)$ 至 $d(7)$ 与数据流 $d(8)$ 至 $d(15)$ 求和而加法器 1904 分别从数据流 $d(8)$ 至 $d(15)$ 中减去数据流 $d(0)$ 至 $d(7)$ 来实现的。因此，加法器 1902 和 1904 所生成的数据流 $a(0)$ 至 $a(15)$ 包含与多个数据流 $d(0)$ 至 $d(15)$ 有关的信息。例如， $a(0)$ 包含 $d(0)$ 与 $d(8)$ 之和，即 $d(0)+d(8)$ ，而 $a(8)$ 包含 $d(8)-d(0)$ 。因此，例如如果 $a(0)$ 或者 $a(8)$ 由于衰落而未被收到，则仍然可以从数据流 $a(8)$ 中取回数据流 $d(0)$ 和 $d(8)$ 这二者。

基本上，数据流 $d(0)$ 至 $d(15)$ 与 $a(0)$ 至 $a(15)$ 之间的关系是矩阵关系。因此，如果接收机知道所要应用的正确矩阵，则它可以从 $a(0)$ 至 $a(15)$ 中恢复 $d(0)$ 至 $d(15)$ 之和以及之差。优选地，频率编码器 1900 是可编程的，从而可以在需要时启用和禁用它以便提供鲁棒性。优选地，加法器 1902 和 1904 也是可编程的，从而可以向 $d(0)$ 至 $d(15)$ 应用不同矩阵。在频率编码（如果包括它）之后，数据流 1602 被发送到 TDM/FDM 组块 1608。TDM/FDM 组块 1608 如特定实施例所要求的那样对数据流执行 TDM 或者 FDM。图 19 图示了配置为对数据流执行 TDM 的 TDM/FDM 组块 2000 的示例性实施例。提供 TDM/FDM 组块 2000 以说明在配置为对数据流执行 TDM 的 TDM/FDM 组块中可以包括的逻辑部件。根据实际的实施，可以包括或者可以不包括这些逻辑部件中的一些逻辑部件。TDM/FDM 组块 2000 包括子块重复器 2002、子块扰频器 2004、子块

终止器 2006、子块重复器 2008 和 SYNC 插入器 2010。子块重复器 2002 被配置为接收数据子块，比如包含例如比特 $a(0)$ 至 $a(3)$ 的块 2012。子块重复器然后被配置为重复块 2012 以提供重复，这又促成更鲁棒的通信。因此，子块重复器 2002 生成包含 2 个块 2012 的块 2014。子块扰频器 2004 然后被配置为接收块 2014 并且对它进行扰频，由此生成块 2016。一种扰频方法可以是如在块 2016 中所示那样反转块 2014 的一半。但是根据实施例也可以实施其它扰频方法。

子块终止器 2006 获取子块扰频器 2004 所生成的块 2016，并且将终止块 2034 添加到块 2016 的前面以形成块 2018。终止块 2034 确保了可以在接收机中独立地处理各块。没有终止块 2034，一些块就可能例如由于多径而延迟，而它们将因此与下一数据块的部分重叠。但是通过包含终止块 2034，可以防止已延迟的块与下一块中的任何实际数据重叠。终止块 2034 可以是循环前缀终止 2036。循环前缀终止 2036 简单地重复块 2018 的最后几个符号。因此，例如如果循环前缀终止 2036 的长度为三个符号，则它将简单地重复块 2018 的最后三个符号。作为备选，终止块 2034 可以包含发射机和接收机均已知的符号序列。选择使用什么类型的块终止 2034 可能影响在接收机中使用什么类型的均衡器。因此，当确定在 TDM/FDM 组块 2000 中使用什么类型的终止块 2034 时，必须考虑接收机复杂度和均衡器选择。在子块终止器 2006 之后，TDM/FDM 组块 2000 可以包括配置为执行第二块重复步骤的子块重复器 2008，在该第二块重复步骤中重复块 2018 以形成块 2020。在某些实施例中，子块重复器可以被配置为还执行第二块扰频步骤。在子块重复器 2008（如果包括的话）之后，TDM/FDM 组块 2000 包括 SYNC 插入器 210，该 SYNC 插入器被配置为在预定数目的块 2020 之后定期地插入适当的同步码 2032 和/或将已知符号插入到各块中。在第 3 部分中讨论同步码 2032 的目的。

另一方面，图 20 图示了配置用于 FDM 的 TDM/FDM 组块 2100 的示例性实施例，该 TDM/FDM 组块包括子块重复器 2102、子块扰

频器 2104、块编码器 2106、子块变换器 2108、子块终止器 2110 和 SYNC 插入器 2112。与 TDM/FDM 组块 2000 一样，子块重复器 2102 重复块 2114 并且生成块 2116。子块扰频器然后对块 2116 进行扰频从而生成块 2118。子块编码器 2106 获取块 2118 并且对它进行编码从而生成块 2120。编码块将数据符号相关到一起并且生成符号 b 。这要求接收机中的更鲁棒但是也更复杂的联合解调。子块变换器 2108 然后对块 2120 执行变换从而生成块 2122。优选地，该变换是块 2120 的 IFFT，这允许在接收机中使用更高效的均衡器。接着，子块终止器 2110 终止块 2122 从而生成块 2124，而 SYNC 插入器 2112 在某一数目的块 2124 之后定期地插入同步码 2126 和/或将已知符号插入到各块中。优选地，子块终止器 2110 仅使用如上所述的循环前缀终止。这同样允许更高效的接收机设计。提供 TDM/FDM 组块 2100 以说明在配置为对数据流执行 FDM 的 TDM/FDM 组块中可以包括的逻辑部件。根据实际的实施，可以包括或者可以不包括这些逻辑部件中的一些逻辑部件。另外，TDM/FDM 组块 2000 和 2100 优选地是可编程的，从而可以如特定实施所要求的那样包括适当的逻辑部件。这允许一种并入有块 2000 或者 2100 之一的设备在具有不同要求的不同系统之间移动。另外优选的是，在图 15 中的 TDM/FDM 组块 1608 是可编程的，从而使它可以被编程为如特定通信系统所要求的那样，执行比如结合块 2000 所述那样的 TDM 或者比如结合块 2100 所述那样的 FDM。在图 15 中的 TDM/FDM 组块 1608 之后，并行数据流优选地被传递到内插器 1610。在内插器 1610 之后，并行数据流被传递到滤波器 1612，这些滤波器应用了结合第 1 部分中等式 (2) 的滚降因子所述的脉冲整形。然后，并行数据流被发送到移频器 1614，该移频器被配置为将各并行数据流移位一个频率偏移，该频率偏移与特定并行数据流所关联到的子信道相关联。

图 21 图示了根据这里描述的系统和方法的移频器 2200 的示例性实施例。正如所见，移频器 2200 包括乘法器 2202，该乘法器被配置为将各并行数据流乘以适当的指数以实现所需频移。各指数的形

式为 $\exp(j2\pi f_c nT)M$ ，其中 c 是对应的子信道，例如 $c=0$ 至 $N-1$ ，而 n 是时间。优选地，在图 15 中的移频器 1614 是可编程的，从而可以针对各种不同系统来提供各种信道/子信道配置。作为备选，IFFT 组块可以取代移频器 1614，而滤波可以在 IFFT 组块之后完成。此类实施可以根据实施而更高效。在并行数据流被移位之后，例如在图 14 的求和器 1512 中对它们进行求和。然后使用所用通信信道的整个带宽 B 来传输求和后的数据流。但是传输的数据流也包含各如下并行数据流，这些并行数据流在频率上被移位为使得它们占用适当的子信道。因此，各子信道可以分配给一个用户，或者各子信道可以携带去往不同用户的数据流。在第 3 (b) 部分中描述对子信道的分配。然而，无论如何分配子信道，各用户都将接收包含所有子信道的整个带宽，但是将仅对分配给该用户的那些子信道进行解码。

6. 采样接收机实施例

图 22 图示了可以根据本发明来配置的接收机 2300 的示例性实施例。接收机 2300 包括配置为接收比如发射机 1500 这样的发射机所发送的消息的天线 2302。因此，天线 2302 被配置为接收宽带消息，该宽带消息包含被划分成带宽为 b 的子信道的宽带信道的整个带宽 B 。如上所述，该宽带消息包含各自编码到各对应子信道上的多个消息。所有子信道可以分配给或者可以不分配给包括接收机 2300 的设备；因此，可以要求或者可以不要求接收机 2300 对所有子信道进行解码。在该消息由天线 2300 接收之后，它被发送到无线接收机 2304，该接收机被配置为去除与宽带通信信道相关联的载波并且提取包含发射机所发送的数据流的基带信号。该基带信号然后被发送到相关器 2306 和解调器 2308。相关器 2306 被配置为与如在第 3 部分中所述那样在数据流中插入的同步码相关。它也优选地被配置为执行如第 3 (b) 部分中所述的 SIR 和多径估计。解调器 2308 被配置为从向包括接收机 2300 的设备分配的各子信道中提取并行数据并且从中生成单个数据流。

图 23 图示了根据这里描述的系统和方法的解调器 2400 的示例性实施例。解调器 2400 包括移频器 2402，该移频器被配置为将频率偏移施加到基带数据流，从而使包含基带数据流的并行数据流可以在接收机 2300 中独立地加以处理。因此，移频器 2402 的输出是然后优选地由滤波器 2404 滤波的多个并行数据流。滤波器 2404 向各并行数据流应用与在例如发射机 1500 这样的发射机中应用的脉冲形状相对应的滤波器。作为备选，IFFT 块可以取代移位器 1614，而滤波可以在 IFFT 组块之后完成。此类实施可以根据实施而更为高效。接着，接收机 2300 优选地包括被配置为抽取并行比特流的数据速率的抽取器 (decimator) 2406。以较高速率进行采样有助于确保对数据的准确的重新创建。但是数据速率越高，均衡器 2408 就变得越大和越复杂。因此，采样率以及因此采样数目可以由抽取器 2406 减少到允许较小和较廉价的均衡器 2408 的足够级别。均衡器 2408 被配置为减少接收机 2300 中的多径效应。下文将更全面地讨论它的操作。在均衡器 2408 之后，并行数据流被发送到执行与扰频器、编码器和交织器 1506 相反的操作以便再现发射机中生成的原始数据的解扰器、解码器和解交织器 2410。并行数据流然后被发送到从并行数据流生成单个串行数据流的并行到串行转换器 2412。

均衡器 2408 使用相关器 2306 所提供的多径估计来均衡接收机 2300 中的多径效应。在一个实施例中，均衡器 2408 包括在解调器 2400 中对各并行数据流进行操作的单输入单输出 (SISO) 均衡器。在这一情况下，包括均衡器 2408 的各 SISO 均衡器接收单个输入并且生成单个均衡输出。作为备选，各均衡器可以是多输入多输出 (MIMO) 或者多输入单输出 (MISO) 均衡器。例如当在发射机中包括频率编码器或者速率控制器如频率编码器 1900 时可能要求多个输入。由于频率编码器 1900 将来自多个并行数据流的信息编码到各子信道上，所以包括均衡器 2408 的各均衡器需要均衡多个子信道。因此，例如如果解调器 2400 中的并行数据流包含 $d(1) + d(8)$ ，则均衡器 2408 将需要一起均衡 $d(1)$ 和 $d(8)$ 。均衡器 2408 然后

可以生成与 $d(1)$ 或者 $d(8)$ 相对应的单个输出 (MISO)，或者它可以生成 $d(1)$ 和 $d(8)$ 这两者 (MIMO)。根据实施例，均衡器 2408 也可以是时域均衡器 (TDE) 或者频域均衡器 (FDE)。一般而言，如果发射机中的调制器对并行数据流执行 TDM 则均衡器 2408 是 TDE，而如果调制器执行 FDM 则均衡器 2408 是 FDE。但是即使在发射机中使用 TDM，均衡器 2408 仍然可以是 FDE。因此，在判断在发射机中使用什么类型的块终止时应当将优选的均衡器类型纳入考虑之中。鉴于功率要求，通常优选的是在无线通信系统中在前向链路上使用 FDM 而在反向链路上使用 TDM。与发射机 1500 一样，包括解调器 2400 的各种部件优选地是可编程的，从而使单个设备可以在多个不同系统中操作而仍然保持优良性能，这是这里描述的系统和方法的主要优点。因而，上文的讨论提供了用于实施信道接入协议的系统和方法，该信道接入协议使得根据通信系统，仅对发射机和接收机硬件进行少量的重新编程。因此，当设备从一个系统移动到另一系统时，它优选地按照要求重新配置硬件即发射机和接收机，并且切换到与新系统相对应的协议栈。重新配置接收机的一个重要部分是对均衡器进行重新配置或者进行编程，因为多径是针对各类系统的主要问题。然而，多径根据系统类型而变化，这在前文中已经意味着对于不同类型的通信系统而言要求不同的均衡器。然而，在先前部分中描述的信道接入协议允许使用只需针对在各种系统中的操作来进行少量重新配置的均衡器。

a. 采样均衡器实施例

图 24 图示了根据这里描述的系统和方法而说明一种用以配置均衡器 2506 的方式的接收机 2500 的示例性实施例。在讨论接收机 2500 的配置之前，应当注意，一种用以配置均衡器 2506 的方式是简单地对于每一信道包括一个均衡器（对于这里描述的系统和方法，信道等同于如上所述的子信道）。比如相关器 2306（图 22）这样的相关器然后可以为均衡器 2506 提供对存在的任何多径直至某一最大数目

的多径的数目、幅度和相位的估计。这也称为信道冲激响应 (CIR)。多径的最大数目基于对于特定实施的设计标准来确定。CIR 中所含多径越多, 接收机所具有的路径分集就越多而系统中的通信就会越鲁棒。下文将稍全面地讨论路径分集。

如果对于每一信道有一个均衡器 2506, 则优选地从相关器 (未示出) 直接地向均衡器 2506 提供 CIR。如果使用这样的相关器配置, 则均衡器 2506 可以以慢速率运行, 但是整个均衡过程相对快速。对于信道数目相对少的系统, 这样的配置因此是优选的。然而, 问题在于在不同类型的通信系统中使用的信道的数目存在大的差异。例如, 室外系统可以具有多达 256 个信道。这将要求 256 个均衡器, 这会使接收机设计过于复杂和昂贵。因此, 对于具有大量信道的系统, 图 25 中所示配置是优选的。在接收机 2500 中, 多个信道共用各均衡器 2506。例如, 各均衡器可以由 4 个信道共用, 例如如图 25 中所示为 Ch1-ch4、Ch5-Ch8 等。在这一情况下, 接收机 2500 优选地包括被配置为存储在各信道上到达的信息的存储器 2502。存储器 2502 优选地被划分成子部分 2504, 各子部分被配置为存储用于特定信道子集的信息。用于各子集中各信道的信息然后交替地被发送到适当的均衡器 2506, 该均衡器基于针对这一信道所提供的 CIR 来均衡该信息。在这一情况下, 各均衡器必须比在每一信道仅有一个均衡器的情况下运行得快得多。例如, 与 1 个信道相较而言, 均衡器 2506 将需要运行 4 倍或者更多倍那么快以便有效地均衡 4 个信道。此外, 要求额外的存储器 2502 以缓存信道信息。但是总而言之, 由于有较少的均衡器, 所以接收机 2500 的复杂度减少。这应当也会降低用以实施接收机 2500 的总成本。

优选地, 存储器 2502 以及向特定均衡器所发送的信道的数目是可编程的。以这一方式, 可以重新配置接收机 2500 以求对于给定系统的最佳操作。因此, 如果将接收机 2500 从室外系统移动到具有较少信道的室内系统, 则可以优选地重新配置接收机 2500, 从而对于每一均衡器有较少信道, 甚至至少至 1 个信道。均衡器 2506 运行的速

率也优选地是可编程的，从而可以在对于所均衡的信道的数目而言最佳的速率来运行均衡器 2506。此外，如果各均衡器 2506 正在均衡多个信道，则对于那些多个路径的 CIR 必须被交替地提供给各均衡器 2506。因此优选地，也包括存储器（未示出）以缓存用于各信道的 CIR 信息。适当的 CIR 信息然后在对应的信道信息被均衡时从 CIR 存储器（未示出）发送到各均衡器。CIR 存储器（未示出）也优选地是可编程的，以便无论接收机 2500 正在其中进行操作的系统类型如何都确保最佳操作。

回到路径分集这一问题，均衡器 2506 所用路径的数目必须考虑到系统中的延迟扩展 d_s 。例如，如果系统是在 5 吉赫（GHz）范围中工作的室外系统，则通信信道可以包含 125 兆赫（MHz）的带宽，例如该信道可以从 5.725GHz 扩展到 5.85GHz。如果该信道被划分成滚降因子 r 为 0.125 的 512 个子信道，则各子信道将具有约 215 千赫（kHz）的带宽，该带宽提供约 $4.6\mu\text{s}$ 的符号持续时间。由于最差情况的延迟扩展 d_s 是 20 微秒，所以均衡器 2504 所用路径的数目可以设置为最大值 5。因此将在 0 微秒有第一路径 P1，在 4.6 微秒有第二路径 P2，在 9.2 微秒有第三路径 P3，在 13.8 微秒有第四路径 P4，而在接近延迟扩展 d_s 的 18.4 微秒有第五路径 P5。在另一实施例中，可以包括第六路径以便完全地覆盖延迟扩展 d_s ；然而 20 微秒是最差情况。事实上，3 微秒的延迟扩展 d_s 是更典型的值。因此在多数实例中，延迟扩展 d_s 将实际上更短并且不需要额外路径。作为备选，可以使用较少的子信道，由此提供较大的符号持续时间而不是使用额外路径。但是同样，这通常将是不需要的。

如上所述，均衡器 2506 优选地是可配置的，从而可以针对各种通信系统来重新配置它们。因此，例如，无论通信系统如何，所用路径的数目都必须足够。但是这也依赖于所用于子信道的数目。例如如果接收机 2500 从在上述室外系统中操作变为在延迟扩展 d_s 处于 1 微秒级的室内系统中操作，则可以优选地针对 32 个子信道和 5 个路径来重新配置接收机 2500。假设相同的 125MHz 的总带宽。各子信

道的带宽约为 4MHz 而符号持续时间约为 250 纳秒。因此，将在零微秒有第一路径 P1 以及分别在 250 纳秒、500 纳秒、750 纳秒和 1 微秒有后续路径 P2 至 P5。因此，对于室内环境应当覆盖延迟扩展 d_s 。同样 1 微秒延迟扩展 d_s 是最差情况，因此在上例中提供的 1 微秒延迟扩展 d_s 将通常多于实际所需。然而，这对于室内系统是优选的，因为它可以允许操作扩展到室内环境以外，例如恰在室内环境在其中进行操作的建筑物以外。对于用户有可能在建筑物之间行进的校园型环境，这可以是有利的。

7. 无线通信设备的采样实施例

图 25 图示了根据这里描述的系统和方法的无线通信设备的示例性实施例。设备 2600 例如是配置用于在多个室内和室外通信系统中操作的便携通信设备。因此，设备 2600 包括用于通过无线通信信道 2618 来发送和接收无线通信信号的天线 2602。可以包括双工器 2604 或者开关，从而使发射机 2606 和接收机 2608 可以在相互隔离的同时均使用天线 2602。用于这一目的的双工器或者开关是公知的并且将不在这里加以说明。发射机 2606 是配置为实施上述信道接入协议的可配置发射机。因此，发射机 2606 能够对包含多个子信道的宽带通信信号进行发送和编码。另外，发射机 2606 被配置为使得可以如第 5 部分中所述那样对包括发射机 2606 的各种子部件进行重新配置或者进行编程。类似地，接收机 2608 被配置为实施上述信道接入协议，并且因此也被配置为使得可以如第 6 部分中所述那样对包括接收机 2608 的各种子部件进行重新配置或者重新编程。发射机 2606 和接收机 2608 与可以包括各种处理控制器和/或数字信号处理 (DSP) 电路的处理器 2610 进行接口连接。处理器 2610 控制设备 2600 的操作，该操作包括对发射机 2606 所要发送的信号进行编码和对接收机 2608 所接收的信号进行解码。设备 2610 也可以包括存储器 2612，该存储器可以被配置为存储由处理器 2610 用来控制设备 2600 的操作的操作指令，例如固件/软件。处理器 2610 也优选地被

配置为如设备 2600 在其中进行操作的无线通信系统所要求的那样分别地经由控制接口 2614 和 2616 对发射机 2606 和接收机 2608 进行重新编程。因此，例如设备 2600 可以被配置为定期地查明优选通信系统的可用性。如果检测到该系统，则处理器 2610 可以被配置为从存储器 2612 加载对应的操作指令并且重新配置发射机 2606 和接收机 2608 以便在优选系统中操作。

例如，可能优选的是设备 2600 切换到室内无线 LAN（如果它是可用的）。因此，在没有无线 LAN 可用的情况下，设备 2600 可以在无线 WAN 中操作，同时定期地搜寻适当无线 LAN 的可用性。一旦检测到无线 LAN，处理器 2610 将加载用于无线 LAN 环境的操作指令，例如适当的协议栈，并且将相应地对发射机 2606 和接收机 2608 进行重新编程。以这一方式，设备 2600 可以在保持优良性能的同时从一类通信系统移动到另一类通信系统。应当注意，根据这里的系统和方法所配置的基站将以与设备 2600 相似的方式操作；然而，由于基站没有从一类系统移动到另一类系统，所以通常无需配置处理器 2610 以便重新配置发射机 2606 和接收机 2608 从而根据用于不同类型的系统的操作指令来操作。但是处理器 2610 仍然可以被配置为如与基站通信的通信设备所报告的系统内操作条件所要求的那样对发射机 2606 和/或接收机 2608 的子部件进行重新配置或者重新编程。另外，这样的基站可以根据这里描述的系统和方法来配置为实施多个操作模式。在这一情况下，控制器 2610 可以被配置为对发射机 2606 和接收机 2608 进行重新编程以实施适当的操作模式。

8.高数据速率发射机和接收机

现在参照图 26-图 49 来说明本发明的附加实施例。下文所述实施例可以包含如上所述的一些特征和功能。

下文讨论的本发明实施例利用了超宽带通信技术。参照图 26 和图 27，冲激型超宽带（UWB）通信技术利用了例如以纳秒或者皮秒（持续时间一般为数十皮秒至数纳秒）的间隔发射的电池能量离散

脉冲。出于这一原因，此类超宽带通常称为“冲激无线电”。也就是说，与常规载波通信技术相对照，UWB 脉冲可以不经调制地发送到正弦波或者正弦曲线载波上。此类 UWB 一般既不要求分配的频率也不要求功率放大器。

在图 26 中图示了常规载波通信技术的一个例子。IEEE 802.11a 是无线局域网 (LAN) 协议，该协议发送中心频率为 5GHz、无线频率扩展约为 5MHz 的正弦曲线射频信号。正如这里定义的，载波是由无线发射机发射以便携带信息的具有指定频率和幅度的电磁波。802.11 协议是载波通信技术的一个例子。载波包含持续时间的范围可以从秒到分钟的具有指定的窄无线频率 (5MHz) 的基本上连续的正弦曲线波形。对照而言，超宽带 (UWB) 脉冲可以如图示了两个典型 UWB 脉冲的图 27 中所示那样具有 2.0GHz 的中心频率、约 4GHz 的频率扩展。图 27 图示了，UWB 脉冲在时间上越短，它的频谱扩展就越宽。这是因为带宽与脉冲的持续时间成反比。600 皮秒的 UWB 脉冲可以具有约 1.8GHz 的中心频率、约 1.6GHz 的频率扩展，而 300 皮秒的 UWB 可以具有约 3GHz 的中心频率、约 3.3GHz 的频率扩展。因此，UWB 脉冲一般如图 26 中所示那样不在特定频率内操作。此外，图 27 中所示任一脉冲都可以例如通过使用外差来进行频移以具有基本上相同但是中心位于任何所需频率处的带宽。另外由于 UWB 脉冲扩展至遍布极宽的频率范围，所以 UWB 通信系统允许以比如 100 兆比特每秒或者更大的很高的数据速率进行通信。已经提出若干不同的超宽带 (UWB) 通信方法。对于在美国的无线 UWB 通信而言，所有这些方法都必须满足联邦通信委员会 (FCC) 在他们于 2002 年 4 月 22 日发布的 Report and Order (ET 存档号 98-153) 中新近建立的约束。目前，FCC 正在允许有限的 UWB 通信，但是随着 UWB 系统的部署以及对于这一新技术的额外经验的获得，FCC 可能修正它的当前限制并且允许拓展对 UWB 通信技术的使用。FCC 4 月 22 日的 Report and Order 要求 UWB 脉冲或者信号占用大于在 20% 的部分带宽或者 500 兆赫这二者中的较小者。部分带宽被定义为高 10dB

截止频率与低 10dB 截止频率之差除以高 10dB 截止频率与低 10dB 截止频率之和的商的 2 倍。具体而言，部分带宽等式如下：

$$\text{部分带宽} = \frac{2f_h - f_l}{f_h + f_l}$$

其中 f_h 是高 10dB 截止频率，而 f_l 是低 10dB 截止频率。

换而言之，部分带宽是信号所占用的信号中心频率的百分比。例如，具有 10MHz 中心频率和 2MHz（即从 9MHz 到 11MHz）带宽的信号具有 20% 的部分带宽。也就是说，中心频率 $f_c = (f_h + f_l) / 2$ 。

图 28 图示了 4 月 22 日的 Report and Order 所强制规定的针对室内系统的超宽带发射限制。该 Report and Order 将 UWB 通信约束为在 3.1GHz 与 10.6GHz 之间的频谱，其中预期的发射不超过 -41.3dBm/MHz。该 Report and Order 也建立了对手持 UWB 系统、车辆雷达系统、医学成像系统、监视系统、穿墙成像系统、地面穿透雷达和其它 UWB 系统的发射限制。将认识到，可以在室内和/或室外利用这里描述的本发明，并且本发明可以是固定的和/或移动的，而且可以将无线或者有线介质用于通信信道。

一般而言，在无线通信的情况下，可以以相对低的功率密度（毫瓦每兆赫）发送多个 UWB 脉冲或者信号。然而，位于美国以外的可供选择的 UWB 通信系统可以以较高的功率密度进行发送。例如，可以在 30dBm 到 -50dBm 之间发送 UWB 脉冲或者信号。

然而，通过很多有线介质发送的 UWB 脉冲将不会干扰无线射频发送。因此，通过有线介质发送的 UWB 脉冲的功率（已在单个频率处进行采样）的范围可以从约 +30dBm 到约 -140dBm。FCC 4 月 22 日的 Report and Order 不适用于通过有线介质进行的通信。

与国际电气和电子工程师协会（IEEE）相关联的通信标准委员会正在考虑多种满足 FCC 所建立的当前约束的超宽带（UWB）无线通信方法。一种 UWB 通信方法可以发送在 7.5GHz FCC 分配（从 3.1GHz 到 10.6GHz）内占用 500MHz 频带的 UWB 脉冲。在这一通信方法的一个实施例中，UWB 脉冲具有与约 500MHz 带宽相对应的约 2 纳秒的持续时间。可以改变 UWB 脉冲的中心频率以将它们置于

7.5GHz 分配内的任何所需位置处。在这一通信方法的另一实施例中，对并行数据执行快速逆傅立叶变换（IFFT）以产生各约 4.125MHz 宽的 122 个载波。在也称为正交频分复用（OFDM）的这一实施例中，所得 UWB 脉冲或者信号约为 506MHz 宽并且具有 242 纳秒的持续时间。它之所以满足针对 UWB 通信的 FCC 规则是因为它是很多相对窄频带的载波的聚集而不是因为各脉冲的持续时间。

IEEE 标准委员会正在评估的另一 UWB 通信方法包括发送占用大于 500MHz 频谱的离散 UWB 脉冲。例如，在这一通信方法的一个实施例中，UWB 脉冲持续时间可以从占用约 500MHz 的 2 纳秒变化到占用约 7.5GHz 带宽的约 133 皮秒。也就是说，单个 UWB 脉冲可以占用基本上所有的整个通信分配（从 3.1GHz 到 10.6GHz）。

IEEE 标准委员会正在评估的又一 UWB 通信方法包括发送持续时间约为 0.7 纳秒或者更少而码片速率约为 1.4 千兆个脉冲每秒的脉冲序列。使用称为 DS-UWB 的直接序列调制技术来调制这些脉冲。考虑了在两个频带中的操作，一个频带的中心位于 4GHz 附近、具有宽为 1.4GHz 的信号，而第二频带的中心位于 8GHz 附近、具有宽为 2.8GHz 的 UWB 信号。可以在任一或者这两个 UWB 频带处进行操作。考虑了在约 28 兆比特/秒到多达 1,320 兆比特/秒之间的数据速率。

另一 UWB 通信方法包括发送经调制的连续载波，其中发送信号所占用的频率占用了所需百分之二十的部分带宽。在这一方法中可以在产生频带占用的时间周期中调制连续载波。例如，如果使用数据时间周期为 750 皮秒的二进制相移键控（BPSK）来调制 4GHz 载波，所得信号可以占用在中心频率 4GHz 周围的 1.3GHz 带宽。在这一例子中，部分带宽约为 32.5%。这一信号将被视为在上文讨论的 FCC 管制之下的 UWB。

由此，上文描述了四种不同的超宽带（UWB）通信方法。将认识到可以通过任何上述 UWB 方法或者有待开发的其它 UWB 方法来利用本发明。

现在参照图 29，该图图示了与本发明的一个实施例相一致的发

射机 5210 的框图。在这一实施例中，感兴趣的数据 5110 可以被提供给数据接口 5040。多种数据接口 5040 在本领域中是已知的并且可以用来实施本发明。数据接口 5040 可以包括工业标准如通用串行总线(USB)标准接口、IEEE 1394 标准接口、外围部件互连标准(PCI)、快速外围部件互连(PCI-Express)标准、MILSPEC-1760 标准和 MILSPEC-1553 标准。也可以利用非工业标准接口，而本发明就所用数据接口 5040 的类型而言不受限制。数据 5110 从数据接口 5040 发送到介质访问控制器(MAC) 5030。MAC 5030 对数据 5110 执行多种功能以形成多个帧 5100。

如图 31 中所示，数据帧 5100 包括介质访问控制报头 5210、数据部分 5110、源 ID、目的地 ID、速率字段 5130 以及在一些实施例中可以包括附到帧 5100 的末尾的循环冗余检验 5115(CRC)。回到图 29，数据帧 5100 然后发送到基带处理器 5020，该处理器执行多种功能(下文将描述)并且产生图 33 中所示基带帧 5050。

如这里所定义的，“帧”无论是数据帧 5100、基带帧 5050 还是另一类型的“帧”，都可以包括很多不同结构和布置。一般而言，“帧”通常包括待发送的原数据的表示(一般包括指定数目的比特或者二进制数字)以及可以用于检错或者控制的其它比特。“帧”也可以包括路由信息如源地址、目的地地址和其它信息。“帧”可以有不同长度并且包含数量可变的数据。将认识到基带帧 5050 和数据帧 5100 的构造可以变化而不超出本发明的范围。

例如，在“帧”中的附加比特除了可以用于其它用途之外还可以特别地用于路由(可能以地址字段的形式)、同步、不与原数据直接相关联的开销信息、帧检验序列和循环冗余校验(CRC)。CRC 是通信领域中已知的检错算法。CRC 的一个实施例可以如下所述。假定数据部分 5110 具有长度为“k”的比特，发射机 5210 生成称为帧检验序列(FCS)的 n 比特序列，使得通过将 FCS 附到数据部分 5110，所得数据部分 5110 具有长度 k+n。FCS 以如下方式来计算，该方式使得当接收机将收到的所得数据部分 5110 除以预定数值时没有余

数。如果发现没有余数则认为数据段 5110 无错。

图 33 图示了基带处理器 5020 所产生的基带帧 5050。基带帧 5050 包括物理层报头 5180、介质访问控制报头 5120 和多个数据分组 5200。各数据分组 5200 包括码块 5190，该码块由接收机 5220（图 34 中所示）用于分组 5200 的同步。此外，基带帧 5050 可以包括如上所述用来对 CRC 进行解码的 FCS。物理层报头 5180 可以包括多个同步码块 5190，这些码块由接收机 5220 用来将它的定时参考同步到发射机 5210 的定时参考。

一般而言，使用同步来获得在两个或者更多信号的对应有效瞬间之间的固定关系。换而言之，同步（也称为帧同步、帧对准或者成帧）由接收机用来锁定到进入帧上，使得它可以接收帧中所含数据。一般而言，接收机将它的时间基准或者参考同步到发射机的时间基准。

例如，可发送一般包括重复发生的比特模式的“帧同步模式”，该帧同步模式使接收机能够将它的时钟或者时间参考与发射机的时间参考对准（即同步）。比特模式的重复有助于保证接收机将有机会“锁定”在进入信号的定时上。

在本发明的一个实施例中，同步码块 5190 包括 256 比特戈莱（Golay）码。在另一实施例中，一个或者多个戈莱码可以是逆戈莱码。将认识到本发明可以利用包括其它比特大小的其它类型的同步码。本发明的一个特征在于当收到同步序列时接收机可以调节它的时间基准、它的频率基准以及对自动增益控制放大器（未示出）的设置。

回到图 29，基带帧 5050 然后从基带处理器 5020 发送到包含数字电路 5080 和本地振荡器 5090 的调制器 5420。调制解调器 5420 执行将包括单独数据比特表示的基带帧 5050 调制为发送信号 5070。也就是说，基带处理器 5020 输出如下信号，该信号包括各具有持续时间或者图 30 中所示时间基准 T_0 的高信号值和低信号值，这些值代表了包括基带帧 5050 的数据。

本地振荡器 5090 在图 30 中所示的时间基准 T_1 处生成时钟信号 5060。在本发明的一个实施例中，本地振荡器 5090 可以是压控振荡器。如上所述，代表基带帧 5050 的信号值处于时间基准 T_0 。使用时钟信号 5060，数字电路 5080 调制或者改变代表了基带帧 5050 的信号值。在所示实施例中，调制类型是相位调制。

如图 30 中所示，时钟信号时间基准 T_1 的倒数是发送信号 5070 的中心频率。也就是说， $1/T_1 = \text{中心频率}$ 。将认识到本发明可以利用基本上任何中心频率。例如，本地振荡器 5090 可以生成具有 250 皮秒时间基准 T_1 的时钟信号 5060。在这一例子中，数字电路 5080 产生中心位于 4 吉赫 (GHz) (250 皮秒的倒数) 的发送信号 5070。基带帧 5050 信号值的倒数 (时间基准 T_0) 控制在发送信号 5070 的中心频率周围的占用带宽数量。在上例中，如果基带帧 5050 信号值的时间基准 T_0 是 750 皮秒，则发送信号将占用在中心频率 4GHz 周围的 1.3GHz 带宽。在这一情况下，占用的带宽 (即无线频谱的数量) 将从约 3.33GHz 扩展到约 4.66GHz。根据上文给出的公式计算的这一信号的部分带宽将约为 33.25%。由此，这一发送信号 5070 将被视为在当前 FCC 定义之下的 UWB，因为它的部分带宽超过了 20%。

在另一例子中，时钟信号 5060 的时间基准 T_1 可以约为 133 皮秒而基带帧 5050 信号值的时间基准 T_0 可以约为 146 皮秒。在这一情况下的发送信号 5070 将具有 6.85GHz 的中心频率而该信号将占用在中心频率周围的 7.5GHz 带宽。在这一例子中，发送信号 5070 将占用从 3.1GHz 到 10.6GHz 的整个可用 UWB 频谱。它将具有约 110% 的部分带宽并且将被视为 UWB。在又一例子中，对于基带帧 5050 信号值的约 5300 皮秒时间基准 T_0 而言约 2 纳秒时钟信号时间基准 T_1 产生了占用位于中心频率 3.35GHz 周围的 500MHz 带宽的发送信号 5070。这一示例性发送信号 5070 的部分带宽仅约为 15%。尽管此信号就部分带宽而言不满足当前 UWB 定义，但是它仍然被视为 UWB，因为它占用了所需要 的最小 500MHz 带宽。在又一例子中，时钟信号 5060 的时间基准 T_1 可以约为 100 皮秒而基带帧 5050 信号值的时

间基准 T_0 可以是 200 皮秒。在这一例子中，发送信号 5070 将占用在中心频率 5GHz 周围的 10GHz 带宽。这一发送信号 5070 所占用的带宽将从零赫的直流扩展到 10GHz。此信号将占用约 200% 的部分带宽。在当前 UWB 定义之下此信号将是 UWB 信号但是在当前 FCC 管制之下将不被允许用于无线发送，因为该信号的一部分会在 FCC 强制规定的 3.1GHz 频率边界以下。

本发明的一个特征在于：通过在用于发送的期望中心频率处生成时钟信号，本发明无需利用混频器将信号定位于发送频率。如上文所讨论的，本发明可以通过使用在期望频率处的高速时钟信号在 FCC 强制规定的 UWB 无线频带以内（或者以外）任一处生成信号。这一特征降低了总成本和设备的复杂度。在一个实施例中，高速时钟是 10.6 吉赫（GHz）时钟，但是将认识到本发明可以利用其它时钟如 4GHz、8 GHz、12 GHz 以及其它频率。

在图 32a、图 32b 和图 32c 中图示了数字电路 5080 的若干实施例。下文讨论的数字电路 5080 的一个特征在于它们直接地生成发送信号而无需对该信号进行混频或者将该信号上变频到用于发送的射频。

参照图 32a，本地生成的时钟 5060 以及基带帧 5050 信号值是对“异或”函数或者门的输入。正如本领域中所知以及如表 I 中所示，“异或”（XOR）门执行如下功能：

表 I

输入： 信号值 5050	输入： 时钟 5060	输出： 发送信号 5070
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

如图 30 中所示，在信号值或者基带数据 5050 具有“低”值的时间周期过程中，时钟 5060 中的“高”值将使发送信号 5070 变“高”。在信号值 5050 为“低”的时间周期过程中，“低”值将造成发送信号 5070 中的“低”。换言之，在“低”信号值 5050 的时间周期 T_0 过程中，发

送信号 5070 对时钟 5060 进行了镜像。在信号值 5050 具有“高”值的时间周期 T_0 过程中，时钟 5060 中的“高”值造成发送信号 5070 中的“低”值。此外，在“高”信号值 5050 的时间周期过程中，“低”时钟 5060 的值造成“高”发送信号 5070。换言之，在“高”信号值 5050 的时间周期过程中，时钟 5060 的反相变成发送信号 5070。以这种方式，信号值 5050 对发送信号 5070 的相位进行了调制。

在图 32b 中所示数字电路 5080 的备选实施例中，信号值 5050 和时钟 5060 被输入到“与”门中。此外，时钟 5060 的反相以及信号值 5050 被输入到另一“与”门中。组合器 5160 然后可以无源地组合两个“与”门或者函数的输出。正如本领域中所知以及如表 II 中所示，“与”门执行以下逻辑功能：

表 II

输入： 信号值 5050	输入： 时钟 5060	输出： 发送信号 5070
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

以类似方式并且如图 38 中所示，在信号值 5050 为高的时间周期 T_0 过程中，“与”门 5150a 的输出跟随时钟 5060。当信号值 5050 为低时，“与”门 5150 的输出为“低”。信号值 5050 的反相和时钟 5060 的反相被输入到“与”门 5150b。在信号值 5050 为低的时间周期过程中，信号值的反相为“高”。在这一时间周期过程中发送信号 5070 变成时钟 5060 的反相。来自“与”门 5150a 和 5150b 的两个输出然后可以由组合器 5160 进行组合以产生发送信号 5070。以与上文讨论的“异或”实施类似的方式，时钟 5060 的相位通过信号值 5050 来调制以变成发送信号 5070。应当注意，由图 32a 中的实施例所生成的发送信号 5070 与图 32b 中所示的实施例所生成的发送信号之间具有逆相位关系。任一电路都可以由本领域技术人员修改以产生其它信号。

在图 32c 中图示了数字电路 5080 的又一实施例。此实施例可以通过将时钟 5060 及其反相的输入取反来产生图 30 和图 38 中所示的

任一发送信号 5070。在这一实施例中，2:1 复用器 5170 用来产生发送信号 5070。时钟 5060 及其反相被连接到复用器 5170。来自基带帧的信号值 5050 被连接到控制端 S_0 。当信号值 5050 具有低值时，在输入 0 处出现的信号即时钟 5060 被传递到输出发送信号 5070。当信号值 5050 具有“高”值时，在输入 1 处出现的信号即反相时钟 5060 被传递到输出。以这一方式，时钟 5060 通过信号值 5050 而被相位调制以产生发送信号 5070。

很多扩频通信技术在通信领域中是已知的。一般而言，待发送的数据乘以分片码 (chipping code)，其中码的时间周期称为码片或者码片持续时间。分片码通常具有比用来代表数据的信号值更短的持续时间周期。反而言之，码片持续时间通常短于数据符号或者信号值持续时间。所得信号是如下信号，该信号占用分片信号的带宽并且携带数据信号。此带宽可以表达为码片持续时间的倒数。每数据符号的码片比率通常称为扩频因子。将数据信号乘以分片码的过程一般称为信号扩频。以类似方式，在接收机中从扩频信号恢复数据信号的过程可以称为解扩。在常规扩频通信系统中，扩频信号于是乘以载波以将该信号置于用于发送的射频。在一些通信系统中，正交码用来实现其中多个用户可以同时通信的多址方案。

扩频因子将一般不希望的开销引入到通信系统中。例如，数据符号可以不经扩频即发送。在这一情况下，利用了扩频因子 1，这意味着数据未被扩频。当使用扩频因子 256 时，同一数据符号的大小将是使用扩频因子 1 的同一符号的 256 倍。例如，如果扩频因子 1 用来发送 1 比特数据，则发送的是 1 比特。如果利用扩频因子 256，则用 256 比特来发送 1 比特数据。所以随着扩频因子增加，发送的数据量减少。

以分片码对信号进行扩频的一个优点在于，接收机可以使用整个分片码来恢复信号。这一过程通常称为处理增益。以 dB 为单位来表达的处理增益辅助接收机检测信号，这增加了通信可靠性。利用分片码进行扩频的另一优点在于，当在不同网络中利用正交码时，

一个网络中的用户将不会截获其它网络中用户的信号。

在本发明的一个实施例中，发送信号 5070 通过图 33 中所示的分片码或者码块 5190 被扩频。在一个实施例中，发送信号 5070 的各个部分具有不同的扩频因子。例如，物理层报头 5180 可以具有扩频因子 256，而介质访问控制报头 5120 可以具有扩频因子 64。在本发明的另一实施例中，分组 5200 可以具有由介质访问控制器 5030 动态控制的扩频因子，该介质访问控制器在介质访问控制报头 5120 的速率字段 5130 中插入所选扩频因子。

以这一方式，可以动态调节扩频因子以适应变化的通信环境。例如，如果发送信号 5070 必须行进的距离增加，则扩频因子也可以增加，使得接收机可以恢复信号。或者在导致多径的通信环境中，也可以增加扩频因子。作为备选，当通信环境有利于通信时，可以减小扩频因子，由此增加发送数据的速率。

现在参照图 35，该图图示了基带处理器 5020 所执行的一些功能。由基带处理器 5020 从介质访问控制器 5030 接收帧 5100。评价介质访问控制报头 5120 中的速率字段 5130 以确定用于分组 5200 的数据速率。基于速率字段 5130，FEC 编码器 5300 将 FEC（下文将讨论的前向纠错）编码级应用于数据帧 5100。例如，在表 III 所示的一个实施例中，基带处理器 5020 使用速率字段 5130 来设置 FEC 编码和/或扩频因子。将认识到本发明可以利用不同的扩频因子和/或 FEC 编码级。

表 III

速率字段 5130 的值	FEC 编码级	扩频因子
0	1	1
1	3/4	1
2	1/2	1
3	1	2
4	3/4	2
5	1/2	2
6	1	4
7	3/4	4
8	1/2	4
9	1	8
10	3/4	8

11	1/2	8
12	1	16
13	3/4	16
14	1/2	16
15	1	32
16	3/4	32
17	1/2	32
18	1	64
19	3/4	64
20	1/2	64
21	1	128
22	3/4	128
23	1/2	128
24	1	256
25	3/4	256
26	1/2	256

用于前向纠错 (FEC) 的编码是用来向待发送的数据添加冗余度的过程。利用附加冗余度, 接收机于是可以尝试检测和纠正接收数据中的错误。在 FEC 算法中的初始步骤是以附加比特对数据进行编码。有多种 FEC 编码算法。在通信中非常重要的一项是块码和卷积码。两类编码算法都将原数据集变换成大小较大的编码序列。这一增加的大小可能产生针对特定数据速率的信息吞吐量性能的减少, 但是可以实现更鲁棒的通信链路。在卷积编码中, 对编码序列进行编码不仅依赖于正在被编码的当前数据比特而且依赖于一个或者多个先前数据比特。在卷积编码中, 在连续的基础上执行编码。在块编码中, 用码来对不同的数据比特块进行编码。另外称为编码效率的 FEC 编码级是原数据与编码数据的比率。换而言之, 1/2 的 FEC 编码级意味着 50% 的开销或者已经向数据添加冗余度 (多出 50% 的比特)。类似地, 3/4 的 FEC 编码级包括 25% 的开销。FEC 编码级 1 意味着没有向数据添加附加比特。其它编码速率在通信领域中是已知的并且可加以使用。这些编码级包括 1/8 速率编码、1/4 速率编码、3/8 速率编码、1/2 速率编码、5/8 速率编码、7/8 速率编码和 3/4 速率编码。

现在参照图 35, 在 FEC 编码器 5300 已经对数据进行编码之后, 数据然后继续传递到交织器 5310。交织是用来改变待发送的比特的

次序的过程。对比特或者比特块进行交织的一个目的在于提高通信系统的抗噪声能力。例如，如果来自数据帧 5100 的不同部分的比特被交织或者混合到分组 5200 中而这一分组在传输过程中受到噪声或者其它因素破坏，则受破坏的分组的影响分布于数据的多个区域。这减少了任何连续数据块中潜在错误的数目，由此增加接收机纠正受破坏的数据的概率。

在已经交织数据之后，将数据转发到扰频器 5320。对数据进行扰频减小了具有长的相似数据比特串的概率。长的相似数据比特串可能更改发射功率在频谱内的分布（称为功率谱密度（PSD））。在很多情况下使数据对 PSD 的影响最小是有利的。在这些实例中，数据的影响在频谱中应当是随机或者白色的。多种扰频技术在本领域中是已知的并且可以用来实施本发明的这一实施例。

数据然后被发送到扩频器 5430。视速率字段 5130 中的信息而定，向数据施加扩频因子。如上文所讨论的，扩频因子可以基于速率字段 5130 的内容而改变。

扩频数据然后被发送到分组器（packetizer）5340，其中该数据被分解成适合于各分组 5200 的离散块。同步生成器 5350 为各分组生成同步码块 5190。报头生成器 5330 生成和形成物理层报头 5180。物理层报头 5180 然后被附到介质访问控制报头 5120 上。完成的基带帧 5050 然后被转发到调制器 5420。将认识到可以改变上述数据处理次序并且可以添加或者去掉其它处理步骤。

在图 34 中描绘了示例性接收机 5220。在一个实施例中，由 RF 前端 5010 从通信介质（有线或者无线）接收 RF 信号。RF 前端 5010 将收到的信号发送到模拟到数字转换器（ADC）5230。ADC 5230 可以是 1 比特 ADC、2 比特 ADC、3 比特 ADC、4 比特 ADC、5 比特 ADC、6 比特 ADC、7 比特 ADC 或者 8 比特 ADC。用于 ADC 的其它比特密度在通信领域中是已知的并且可以用来实施本发明。此外，多种 ADC 架构在本领域中是已知的并且可以用来实施本发明，但是在这里将不加以讨论。在本发明的一个实施例中，ADC 5230 是 1 比

特 Σ - Δ ADC。在这一实施例中，ADC 2530对RF信号进行采样并且创建串行数据信号。串行数据信号被发送到基带处理器5020，该基带处理器将来自串行数据信号的分组5200转换或者重新组装成数据帧5110，该数据帧被发送到介质访问控制器5030。介质访问控制器将数据帧5110转换成数据5100，该数据被发送到数据接口5040。数据接口5040可以包括如上所述的多种不同数据接口。

RF前端5010可以包括多个部件，这些部件包括用于在无线介质中通信的一个或者多个天线或者用于使用有线介质进行通信的耦合电路。如图36中所示的基带处理器5020可以包括多相位滤波器5240、解扩器5250、信道冲激响应检测器5260、信道匹配滤波器5410、解扰器5270、解交织器5280和FEC解码器5290。

在一个实施例中，RF前端5010可以包括两个或者更多接收天线（未示出）。在这一实施例中，接收天线被相互隔开如下物理距离，该距离接近于接收机将要接收的信号的中心频率的至少一个波长。通过将光速除以该频率来计算该波长。例如，中心频率为4GHz的通信信号具有约7.5cm的波长。通过以这一距离来隔开多个接收天线，接收机具有更好的机会来确定哪一接收信号是直接路径信号而哪一接收信号是多径信号。此外，多个接收天线提供可以用来检测通信信号的附加能量收集。

在图37和图38中图示了多相位滤波器5240的两个实施例。多相位滤波器5240的一个功能是将串行数据信号下变频为两个低频信号。这两个信号通常称为同相信号(I)和正交信号(Q)。这一转换通过将串行数据信号乘以复数正弦曲线来实现。由于串行数据信号是离散的（已经被采样），所以复数正弦曲线是正弦曲线的离散采样。可以计算复数正弦曲线的实部和虚部并且存储于查找表5400中。串行数据信号由串行到并行转换器5360拆分成两个并行信号。串行到并行转换器5360仅将交替的采样输出到各输出上。乘法器5370将采样乘以代表复数正弦曲线的实系数和虚系数。在图37所示实施例中，所得乘积信号由滤波器5380滤波。在一个实施例中，滤

波器 5380 是低通有限冲激响应 (FIR) 滤波器。FIR 滤波器在信号处理领域中是已知的, 并且将不在这里加以讨论。将认识到本发明可以利用其它类型的滤波器。抽取器 5390 然后抽取经滤波的信号。抽取是用来丢弃多个采样的过程。在图 38 所示实施例中, 抽取在对信号进行滤波之前发生。

回到图 36, 多相位滤波器将所得信号发送到解扩器 5250。对信号进行解扩的过程包括将信号与同步码块相关。如果收到的信号包含同一同步码块或者该同步码块的反相, 则解扩器得到或正或负的强相关性。同步码块然后可以被去除并且为某值所取代。解扩器 5250 然后将信号发送到信道冲激响应检测器 5260 和信道匹配滤波器 5410。

本发明的一个特征在于, 它提供了一种能够针对变化的通信条件快速地进行调节的自适应匹配滤波器系统。无线通信信道通常以多径衰落信道为特征, 该多径衰落信道包括造成符号间干扰的多径信号。常规匹配滤波器包括通信信道的估计模型, 该模型用来辅助匹配滤波器获得最强的可能信号。然而, 当估计模型没有准确地反应实际通信信道时, 信号可能会恢复得不太好, 导致不良的信噪比 (SNR)。降级的 SNR 可能造成增加的误码率 (BER) 或者可能减小通信系统的有效范围。

在本发明中, 利用信道冲激响应检测器 5260 来向信道匹配滤波器 5410 提供对实际通信信道的实时分析。在检测物理层报头 5180 过程中, 信道冲激响应检测器 5260 通过“监听”在多个时间周期的相关性来测量通信信道冲激响应。一般而言, 从如下时间周期检测冲激响应, 在该时间周期中得到了与物理层报头 5180 和码块 5190 (在分组 5200 中) 内所含码的最强相关性。多种码在本领域中是已知的, 但是示例性的码可以包括戈莱码序列、沃尔什码序列和理想码序列。

在存在多径信号分量时, 解扩器 5250 可以对预定信号的延迟副本或者多径副本进行相关。由于不同的传播路径长度, 多径副本可能在不同于预定信号的时间周期出现在接收机 5220 处。在这一情形

下，信道冲激响应检测器 5260 将多径副本的到达时间和强度提供给信道匹配滤波器 5410。信道匹配滤波器 5410 然后将多径副本内的接收能量求和以提供较强的信号强度。以这一方式，实际通信信道特征被确定并且用来获得最强的可能信号。

参照图 36，信道匹配滤波器 5410 也可以包括均衡能力或者功能。一般而言，均衡器的目的在于提供对原数据的尽可能准确的估计。这一“估计”数据然后可以被转发到后续处理组块，比如前向纠错（FEC）解码器 5290。FEC 的一个功能在于检测和纠正估计数据中的错误。如果检测到错误，则执行各种补救措施。这些措施将在下文中结合 FEC 解码器 5290 来讨论。

信道匹配滤波器 5410 包括简化的判决反馈均衡器（DFE）功能。先前信号的多径副本可能在接收机 5220 正在处理当前信号时到达。在这一情况下，接收的信号可以由预定信号以及先前信号的多个多径副本组成。例如，数据信号可以包括 2 个或者更多自相关函数之和。在一种情况下，数据信号可以包括 64 个自相关函数之和，或者作为备选，数据信号可以包括 32、128 个自相关函数之和或者其它的自相关函数之和。结果：

$$Z_n = (A_0 \times d_n) + (A_1 \times d_{n-1}) + (A_2 \times d_{n-2}) + (A_1^* \times d_{n+1}) + (A_2^* \times d_{n+2}) \quad (9)$$

其中： A_1^* 和 A_2^* 是 A_1 和 A_2 的复数共轭。在这一例子中，等式（9）中的最后四项是称为符号间干扰（ISI）或者码片间干扰（ICI）的项。在符号基本上长于码片持续时间的一些情况下，干扰可以是符号内干扰。第一项是数据。所以在这一例子中，当前数据采样或者判决实际上依赖于当前采样以及两个既往采样和两个将来采样。获得两个既往采样不会增加均衡器的复杂度；然而，获得两个将来采样确实会增加复杂度。因而，在本发明的均衡器的一个实施例，忽略两个将来采样。在这一实施例中，利用“硬”估计。这与通常依赖于软判决的多数常规均衡器形成对照。来自硬判决的输出用来获得两个既往采样，这两个采样乘以关联的幅度因子 A_1 和 A_2 并且被组合。如图 40 中所示， A_1 和 A_2 以及其它幅度因子表示为 $g_{L,L}$ 。系数 $g_{L,L}$

根据信道估计来确定。在一个实施例中，幅度因子在物理层报头 5180 的处理过程中和在分组 5200 的处理过程中从信道冲激响应检测器 5260 提供到信道匹配滤波器 5410。由此，DFE 对下式进行变换：

$$Z_0 = (A_0 \times d_0) + (A_1 \times d_1) + (A_2 \times d_2) \quad (10)$$

该等式变成： $Z_0 - [(A_1 \times d_1) + (A_2 \times d_2)] = (A_0 \times d_0)$ (11)

DFE 的输出然后可以继续被传递以供进一步处理。DFE 的一般实施是显著减少 ISI 或者 ICI 的迭代过程。另外，DFE 可以包括奇偶检验等以便检测错误。如果没有错误，则没有理由反馈数据和执行迭代。

如图 36 中所示，在一个实施例中，信道匹配滤波器 5410 然后将信号发送到解扰器 5270。在发射机 5210 对数据进行扰频的实施例中，解扰器 5270 对数据进行解扰。解扰器将解扰后的数据发送到解交织器 5280。在发射机 5210 对数据进行交织的实施例中，解交织器 5280 对数据进行解交织。FEC 解码器 5290 检测和纠正所恢复的数据 5110 中的错误。多种解码算法在本领域中是已知的而且可以用来实施本发明。在一个实施例中，FEC 解码算法是低密度奇偶检验 (LDPC) 算法。

有多种错误控制方法在通信领域中是已知的。广而言之，错误控制包括两种方法：检错和纠错。在多数检错算法中，仅对接收的数据进行错误检查。如果找到错误，则可以通知发射机并且可以重发数据。在纠错算法中，接收机尝试纠正检测到的错误。在称为前向纠错 (FEC) 的一类算法中，额外比特与数据一起发送，这些额外比特可以由接收机用来检测和纠正收到的数据中的错误。视实施而定，如果检测到太多错误，则接收机然后可以要求重新发送数据。因而，正如在图 41 中可见，FEC 编码器 3202 将比特添加到输入数据流 3204 以创建由于所添加的比特而必须要求较高数据速率的输出数据流 3206。在图 32 的例子中，FEC 编码器 3202 是 1/2 速率 FEC 编码器，这意味着对于每输入比特 d_n ，FEC 编码器 3202 添加可以在数据流 3206 被解码时用来检测错误的比特。如上文所讨论的，本发

明可以利用其它速率编码器如完全速率或者 3/4 速率编码器。由此，在 1/2 速率 FEC 编码器情况下，输出 3206 的数据速率是输入 3204 的数据速率的两倍。数据流 3206 然后可以被调制和发送到接收机。在接收机中，FEC 解码器 3208 可以用来去除额外比特并且检测原数据中的错误。由此，在上例中，FEC 解码器 3208 应当匹配于 FEC 编码器 3202，即 FEC 解码器 3208 应当是 1/2 速率 FEC 解码器。

常规 FEC 编码器和解码器的问题在于数据速率对于常规技术而言可能过高。例如在数据速率可能极高的超宽带应用中可能尤其如此。在描绘了发射机链 3300 的一部分的图 42 中图示了根据这里描述的系统和方法来克服这一问题的一种方式。在图 33 的例子中，具有数据速率 (R) 的数据流 3302 先在串行到并行转换器 3304 中被拆分成各具有较低数据速率 (R/n) 的多个并行数据流 3306，其中 n 是并行数据流 3306 的数目。然后可以使用多个 FEC 编码器来对并行数据流 3306 进行编码。这里图示了两个编码器 3308 和 3310。由此，根据实施，FEC 编码器 3308 和 3310 各自可以对一半的数据进行编码并且以比常规系统中所需速度更低的速度进行操作。更一般而言，FEC 编码器 3308 和 3310 可以被配置为在系统中相互辅助进行 FEC 编码并且减少各 FEC 编码器上的总负荷。这当然要求在两个 FEC 编码器之间的一些协调或者消息传递。

FEC 编码器 3308 和 3310 的输出然后可以例如通过并行到串行转换器 3312 和 3314 来传递并且经由组合器 3316 组合成采用 FEC 编码的单个数据流。该单个数据流然后可以在被调制和发送之前例如经由可选组块 3318 来可选地进行滤波和/或脉冲整形。

在根据这里描述的系统和方法所配置的 FEC 编码器的另一示例性实施例中，如图 43 中所示通过向数据字添加奇偶比特从输入数据字生成码字。在这一示例性实施例中，称为低密度奇偶检验 (LDPC) 编码器的 FEC 编码器 3402 获取数据字 3404 并且生成输出码字 3406。正如可见，以矩阵形式图示了数据字和码字。由此，例如数据字是包括 p_m+d_k 行和 1 列的矩阵。

LDPC 是一种纠错算法，其中待发送的数据通过生成矩阵来编码并且通过奇偶矩阵来解码。在下文的等式 12 中可见两个矩阵的推导。FEC 编码器 3402，数据 $\vec{d}_{k \times 1}$ 的长度为“K”的块乘以生成矩阵 $G_{N \times K}$ ，这产生长度为“N”的块 $\vec{C}_{N \times 1}$ ，其中 $N > K$ 。附加长度影响上文所述的开销。奇偶矩阵可以代表解码器中两类节点的连接。矩阵中“1”的位置代表两类节点的连接。

在接收时对块进行解码通常是这样的迭代过程，通过该过程，第一类节点可以计算与所考虑的比特为 1 或者 0 的概率有关的信息。在一些情况下，这一概率可以表达为“对数似然比”或者在数学上表达如下：

$$l(c) = \ln \left[\frac{\Pr(c_i = 0 | y)}{\Pr(c_i = 1 | y)} \right]$$

其中 \ln 是自然对数，分子是比特 c_i 为零的概率，而分母是比特 c_i 为 1 的概率。这一信息被传递到通过奇偶检验矩阵来指定的另一类节点，这些节点基于从各第一类节点接收的信息来执行相似的计算。第二类节点然后将它的计算发送到它所连接到的各第一类节点。这一过程继续到直至它被停止或者它的结果到达某一品质因数为止。由于各节点连接到多个另一类节点，所以各次迭代改进了在各节点处的概率计算。

在 LDPC 3402 的一个实施例中，可以使用如以下等式所示的生成矩阵来生成码字： $\vec{C}_{N \times 1} = G_{N \times K} * \vec{d}_{K \times 1}$ (11)

其中： $G_{N \times K}$ 是生成矩阵； $N=M+k$ ； $R=k/N$ ；而如果 $R=1/2$ ，则 $M=k$ 。

接着可以如以下等式中所示根据单位矩阵和奇偶校验矩阵来产生生成矩阵： $G=[I|P]$ (12)

其中： I 是单位矩阵；而 P 是奇偶矩阵。

作为备选，奇偶矩阵 H 可以用来根据以下等式生成码字 C ：

$$H_{M \times N} * \vec{C}_{N \times 1} = \vec{0}_{M \times 1} \quad (13)$$

奇偶矩阵 H 然后可以定义如下：

$$H_{M \times N} = [H^P_{M \times M} \ H^D_{M \times K}] \quad (14)$$

相应地，为求简洁而略去下标：

$$[H^P H^D] * \begin{bmatrix} \bar{P} \\ \bar{d} \end{bmatrix} = 0, \alpha \quad (15)$$

$$(H^P * \bar{P}) + (H^D * \bar{d}) = 0 \quad (16)$$

由于 \bar{d} 已知，即它是输入数据，所以现在的目标是求解 \bar{P} 。在一个实施例中，为了便于得到 \bar{P} ， H^P 被配置为 M 行和 M 列的双对角矩阵。双对角矩阵是公知的并且将不在这里描述；然而下文将说明示例性的双对角矩阵：

$$H^P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & \\ & & & & & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

另外，根据实施例，可以根据矩阵的矩阵来形成 H^D 。在一个实施例中，矩阵的矩阵本身是块循环。例如，在一个实施例中，可以如下中所示使用4个矩阵 A 、 B 、 C 和 D ：

$$H^D = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ B & C & D & A \\ C & D & A & B \\ D & A & B & C \end{bmatrix} \quad (18)$$

这里，各矩阵 A 、 B 、 C 和 D 将具有 $k/4$ 行和 $k/4$ 列。因此，如下所述，可以针对双对角 H^P 和块循环 H^D 来优化根据这里描述的系统和方法所配置的编码器和解码器。很多方法可以用来生成与这里描述的方法和系统相一致的矩阵 A 、 B 、 C 和 D 。然而，将在以下段落中描述一个示例性方法。此示例性方法将暂时假设 $k=16$ 并且因此 $k/4=4$ 。然后，可以使用比如以下所示的单位矩阵 I ：

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

然后可以根据此单位矩阵来生成各矩阵 A 、 B 、 C 和 D 。例如，在这一例子中长度为4的置换向量可以用来生成 A 。当然，用于生成

矩阵 A 、 B 、 C 和 D 的其它方法可以与这里描述的系统和方法相一致地加以使用。因此，一旦用适当的置换向量来修改单位矩阵 I ，矩阵 A 就例如可以具有以下形式：

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

基本上，正如所见，置换向量可以用来将单位矩阵 I 中 1 的位置进行移位。在一个实施例中，可能需要单个置换矩阵。一旦使用单个置换向量来生成第一矩阵 A ，则可以通过将矩阵 A 移位来生成其它矩阵 B 、 C 和 D 。例如，在一个实施例中，通过从 A 开始将前一矩阵移位 90° 来生成各后续矩阵 B 、 C 和 D 。因此， B 将如下所示：

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

但是正如所见，在如上所述用于生成矩阵 A 、 B 、 C 和 D 的示例性实施例中，各行仅有单个 1。在一个实施例中，伽罗瓦域代数 (GF(2)) 可以用来定义用于在求解 \bar{P} 时使用的以下等式：

$$\begin{aligned} 1+1 &= 0; \\ 1-1 &= 0; \\ 1+0 &= 1; \\ 0+1 &= 1; \\ 0+1 &= 1; \text{ and} \\ 0-1 &= -1 = 1. \end{aligned} \quad (22)$$

因此，偶数结果等于 0，而奇数结果等于 1。现在回到正在讨论的如下等式：

$$(H^P * \bar{P}) + (H^D * \bar{d}) = 0 \quad (23)$$

$$\text{这可以改写成: } (H^P * \bar{P}) = -(H^D * \bar{d}) \quad (24)$$

$$\text{但是使用等式 (22), } -1 = 1, \text{ 因此: } (H^P * \bar{P}) = (H^D * \bar{d}) \quad (25)$$

$$\text{在一个实施例中, 可以使用以下等式: } (H^D * \bar{d}) = \bar{u} \quad (26)$$

$$\text{因而: } (H^P * \bar{P}) = \bar{u} \quad (27)$$

如果可以高效地生成 \bar{u} ，则可以高效地实现等式 (27)。在一个实施例中，基于上述例子，如果 $k=6$ ，则 \bar{u} 可以确定如下：

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} p_5 \\ p_4 \\ p_3 \\ p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_5 \\ u_4 \\ u_3 \\ u_2 \\ u_1 \\ u_0 \end{bmatrix} \tag{28}$$

这将获得以下等式:

$$\begin{aligned} p_0 &= u_0; \\ p_1 + p_0 &= u_1; \\ p_2 + p_1 &= u_2; \\ p_3 + p_2 &= u_3; \\ p_4 + p_3 &= u_4; \\ p_5 + p_4 &= u_5; \end{aligned} \tag{29}$$

等式 (29) 定义如下通式: $p_n = u_n - p_{n-1}$ (30)

此等式然后暗示了对 LDPC 编码器 3402 的配置, 比如图 44 中所示的配置。正如所见, \bar{u} 值被馈送到异或 (XOR) 3502 中, 其输出被通过延迟 3504 反馈到 XOR 3502 的另一输入。然而, 余下的问题是 \bar{u} 项的生成。换言之, 也应当以可能的最高效方式来实现如组块 3506 所实施的等式 $(H^T * \bar{P}) = \bar{u}$ 。在上例中, 以 4 来分割 H^D , 因此 \bar{d} 也应当如下所示以 4 分割 \bar{d} :

$$\bar{u} = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ D & A & B & C \\ C & D & A & B \\ B & C & D & A \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{d}_A \\ \bar{d}_B \\ \bar{d}_C \\ \bar{d}_D \end{bmatrix} \tag{31}$$

例如使用比如图 45 中所示的示例性电路来高效地实施以上等式。针对其中 $k=128$ 的情形将图 45 的电路一般化; 然而, 将认识到这里描述的示例性实施例不限于任何特定的长度或者配置。正如所见, 图 45 的电路使用成组的循环移位寄存器 3606 来实施 \bar{d} 。移位寄存器 3606 的输出然后可以被如图 45 所示地传递到多个异或 3602。因此, XOR 3602 收集来自移位寄存器 3606 的适当输出以便生成 \bar{u} 项。但是由于在上例中已知各循环移位寄存器的输出将由于 A、B、C 和 D 在各行中仅有一个 1 的事实而仅有一个 1, 所以循环移位寄存器 3606 可以被重排和固定为使得例如各第一输出去往第一 XOR 3602、

第二输出去往第二 XOR 3602 等。因而，高效的固定连接 3608 可以用来减少 LDPC 3402 的复杂度。 \bar{x} 项然后可以如图所示地被寄存和馈送到 XOR 3502。因而，如果如在上例中所示那样用 4 对所有内容进行分段，则循环移位寄存器 3606 可以被移位 $k/4$ 次。在各时钟循环，将生成该求解的 $k/4$ ，从而需要 $k/4$ 个循环来获得整个求解。对于高速运算，这可以获得比如图 36 中所示那样的高度并行编码器。其结果也可以是低成本的编码器，因为可以通过部件的重用将硬件减少到常规电路所需硬件的 $1/4$ 。图 44 的 LDPC 编码器因此可以用来生成可加以调制和发送的码字 C 。但是接收机将接收如下所示受噪声破坏的 C ：

$$\bar{x} = (1 - 2\bar{C}) + (\text{noise}) \quad (32)$$

解码器的工作然后是从等式 (32) 所代表的信号中提取 \bar{d} 。在一个实施例中，这一点可以这样来实现：进行关于 \bar{x} 的值的软判决，并且将它与涉及 \bar{x} 的符号的硬判决相组合，从而然后可以准确地确定 \bar{d} 。软判决可以基于多级可能性。例如，如果在 2 进制补码中使用 4 比特，则可以有多达 16 级。在一个实施例中，这些级例如可以从 -8 到 7。作为备选，使用偏移 2 进制补码，这些级可以从 -7.5 到 7.5。后者的优点在于这些级例如朝着负数方向偏置。然而，前者的优点在于它包括 0 级。当然，可以使用任何级方案，只要它允许准确确定 \bar{d} 即可。

这些级可以用来确定 \bar{x} 的值的概率并且最终确定 \bar{d} 的值的概率。例如，如果为 \bar{x} 所确定的级是 7 或者 7.5，则解码器可以被配置为将这看成“该值为 1 的概率很高”。如果该级是 -8 或者 -7.5，则可以将这看成“该值为 -1 的概率很高”。然后根据下式来生成奇偶检验等式：

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & \\ & & & & & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ B & C & D & A \\ C & D & A & B \\ D & A & B & C \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \end{bmatrix} \quad (33)$$

这将产生奇偶等式集，其中：基于上例，除末项之外将有 6 项，因为在 A 、 B 、 C 和 D 的各行中恰有一个 1。基于上例，这些奇偶等式中的第一个然后例如将具有以下形式：

$$S_0 = x_0 + x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 \quad (34)$$

然后，如果 $S_0=+1$ ，则运算可以视为通过。另一方面，如果 S_0 是 -1，则运算可以视为失败。奇偶节点处理器 3702 可以用来实现等式 34，如图 46 中描绘的示例性实施例所示。消息传递算法可以用来允许各这样的节点 3702 进行最终估计。图 48 是图示了根据这里描述的系统和方法来配置多个奇偶节点处理器 3702 的示例性实施例的示图。因此，各节点 3702 接收与将会把值 x_0 、 x_1 、... x_N 认为是何种内容有关的信息。给定的节点 3702 然后可以处理此信息，并且产生与该节点认为其它节点的输出应当是何种内容有关的估计，而且以对于向其它节点的后续输入进行修改这样的方式来反馈此信息。因此应当注意，在这样的实施例中，节点没有产生将要向它自己的输入反馈的与它认为它自己的输出应当是何种内容有关的信息。在图 47 中在时刻 0 针对单个节点处理器图示了这一点。正如所见，向节点 3702 提供针对各比特的信息，该节点处理该信息并且产生与它确定各比特应当是何种内容有关的信息。这些输入和输出可以称为边缘 (E)。各输出边缘被反馈到相关的输入比特。节点处理器 3702 因此将包括用于存储向它馈送的并且根据要求来处理的信息的存储装置。结果，存储开销和路由开销都可能变得过量。例如，当关于比特 x_0 的信息被馈送到节点 S_0 时，来自各其它节点的关于 x_0 的信息也被添加到向 S_0 提供的信息中。这通过下式来说明：

$$x_0 + E^{h_1}(s_1 \rightarrow x_0) + E^{h_2}(s_2 \rightarrow x_0) + \dots \quad (35)$$

同样如上所述，在这一实施例中，节点 S_0 所产生的边缘没有反馈到比特 x_0 。

图 49 是图示了根据这里描述的系统和方法的一个实施例可以配置为减少存储和路由开销的示例性解码器 4000 的示图。解码器 4000 所基于的基本前提是：可以添加从奇偶节点处理器 4002 产生的所有

边缘，然后可以去掉各节点所产生的用于该节点的末边缘。因此，在图 49 的右手侧，可以针对所有边缘来更新给定的行，然后在移位寄存器 4004 中将该行移位。然后，可以使用从寄存器 4014 提供的数据，针对各行来去掉适当的边缘，就针对于实现各行而言，存储结果并且以来自其它节点的信息来更新它。应当注意，可以重排和固定移位寄存器 4004 的输出以减少路由开销。也应当注意，此过程提供了对正确数据的近似；然而，这些结果收敛并且最终提供同一答案。在解码器 4000 的左手侧，各移位寄存器 4008 例如经由寄存器 4010 和 4012 仅从两个节点 3702 获得信息。

本发明的一个特征在于它可以用来增加无线网络的带宽或者增加利用有线介质的网络的带宽。本发明可以用来跨经任一类型的有线介质发送超宽带信号。例如，有线介质可以包括光纤带、光纤电缆、单模光纤电缆、多模光纤电缆、高压线、PVC 线和同轴电缆。此外，有线介质可以包括屏蔽或者非屏蔽双绞线。双绞线可以包括“成对”色彩编码线（color-coded wire）。普遍的双绞线大小是 2 对、3 对、4 对、25 对、50 对和 100 对。双绞线通常用于电话网络和计算机网络。它的等级的范围从类别 1 到类别 7。双绞线也可用于非屏蔽的。也就是说，该接线在封套内的一组导体周围没有箔或者其它类型的包覆。此类接线最常用于语音网络和数据网络用的接线。有线介质的以上列举旨在于举例说明而不是穷举。

如上所述，本发明可以提供用以通过现有的有线介质网络实现大量数据的传输的附加带宽，而无论该有线介质网络是因特网服务提供商、有线电视提供商还是位于商务场所或者大学的计算机网络。该附加带宽可以允许客户接收高速因特网接入、交互式视频以及带宽密集的其它特征。

可以在任一类型网络中利用本发明，该网络可以是无线部件、线缆或者是线缆和无线部件的混合。也就是说，网络可以既使用有线介质如同轴电缆又使用无线设备如卫星或者蜂窝天线。正如这里所定义的，网络是通过通信路径来连接的一组点或者节点。通信路

径可以使用线缆或者它们可以是无线的。如这里所定义的网络可以与其它网络互连并且包含子网络。如这里所定义的网络可以以空间距离来表征,比如局域网(LAN)、个人区域网络(PAN)、城域网(MAN)、广域网(WAN)和无线个人区域网络(WPAN),等等。如这里所定义的网络也可以以该网络所用数据传输技术的类型来表征,比如传输控制协议/网际协议(TCP/IP)网络、系统网络架构网络,等等。如这里所定义的网络也可以以它承载的是语音、数据还是同时承载这两种信号来表征。如这里所定义的网络也可以以该网络的用户来表征,比如公共交换电话网络(PTSN)或者其它类型的公共网络以及专有网络(比如在单个房间或者住宅),等等。如这里所定义的网络也可以以它的连接的通常性质来表征,比如拨号网络、交换网络、专用网络和非交换网络,等等。如这里所定义的网络也可以以它所用物理链路的类型来表征,比如光纤、同轴电缆、这二者的混合、无屏蔽双绞线和屏蔽双绞线,等等。可以在比如无线PAN、LAN、MAN或者WAN这样的任一类型的无线网络中利用本发明。此外,可以在有线介质中利用本发明,因为本发明大大地增加了利用有线介质的常规网络的带宽,而仍然可以用低廉的成本对它进行部署而无需对现有的有线介质网络进行大范围的修改。

本发明的一个特征在于它具有高到足以支持多个视频流的数据速率和服务质量。例如,本发明的一个实施例可以提供具有1.3吉比特每秒的数据速率的通信信道。这一高数据速率在手持安全设备中特别地有用。这样的系统可以提供大大提高的国家安全。例如,现有机场安全系统包括扫描行李和旅客的大型固定设备。然而,个人可以通过安全检查点而无需扫描或者进行标识检查。在多数商用机场,可能极难使用现有方法和设备对个人进行定位。在多数情况下,安全人员依赖于可能不准确的对个人的口头描述。在现有的管制方针之下,必须关闭登机口、清空旅客和人工搜索。

利用本发明所提供的数据速率,遍布机场的安全摄像机接入点

可以将一个或者多个流视频信道直接发送到安全人员所携带的视频查看器，由此允许以更高效的方式进行搜索。常规无线通信系统的数据速率不能支撑多个视频流，因此不能提供本发明的特征和功能。

由此可见，提供了这样的系统和方法，这些系统和方法提供了高速发射机和接收机。本领域技术人员将认识到，本发明可以通过除上述实施例以外的实施例来实现，在本说明书中上述实施例是为了进行说明而不是为了进行限制。说明书和附图的本意不在于限制本专利文件的排他性范围。注意到在本说明书中讨论的特定实施例的各种等同实施例也可以实现本发明。也就是说，尽管已经结合特定实施例来描述本发明，但是不言而喻，很多替代、修改、置换和变化在先前描述的启发下对于本领域技术人员将是显然的。因而，本意在于使本发明涵盖所有这样落入所附权利要求的范围内的替代、修改和变化。产品、处理或者方法表现为与一个或者多个上述示例性实施例有所不同这一事实并不意味着该产品或者处理在所附权利要求的范围（字面意义上的范围和/或其它法律意义上的范围）以外。

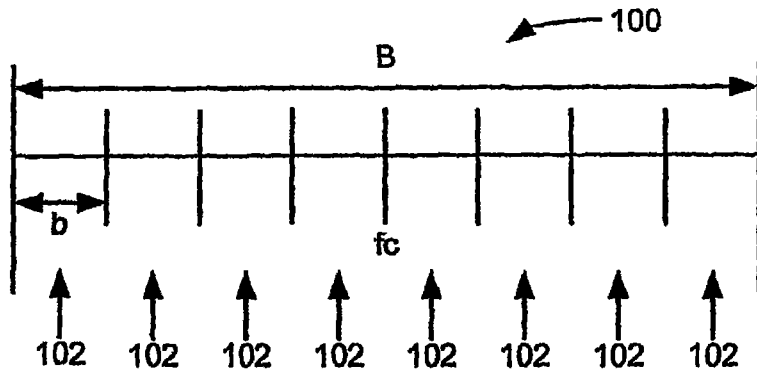


图1A

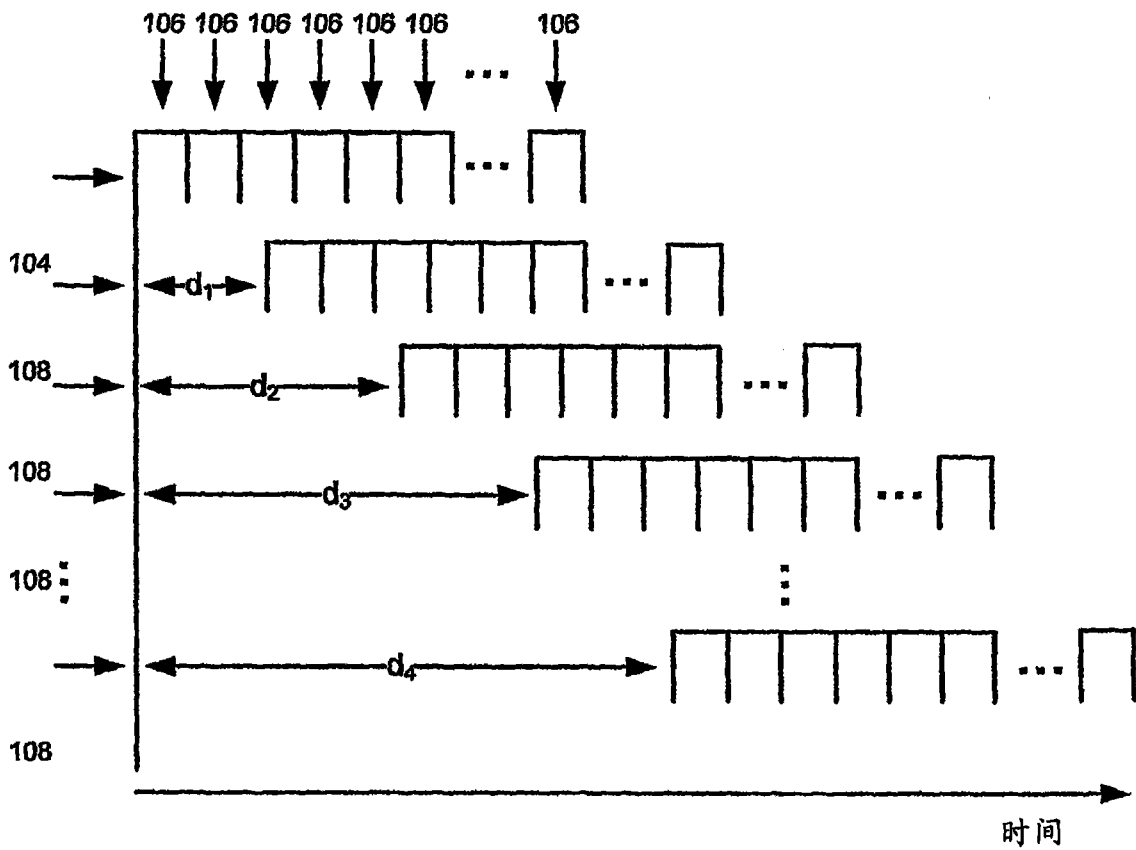


图1B

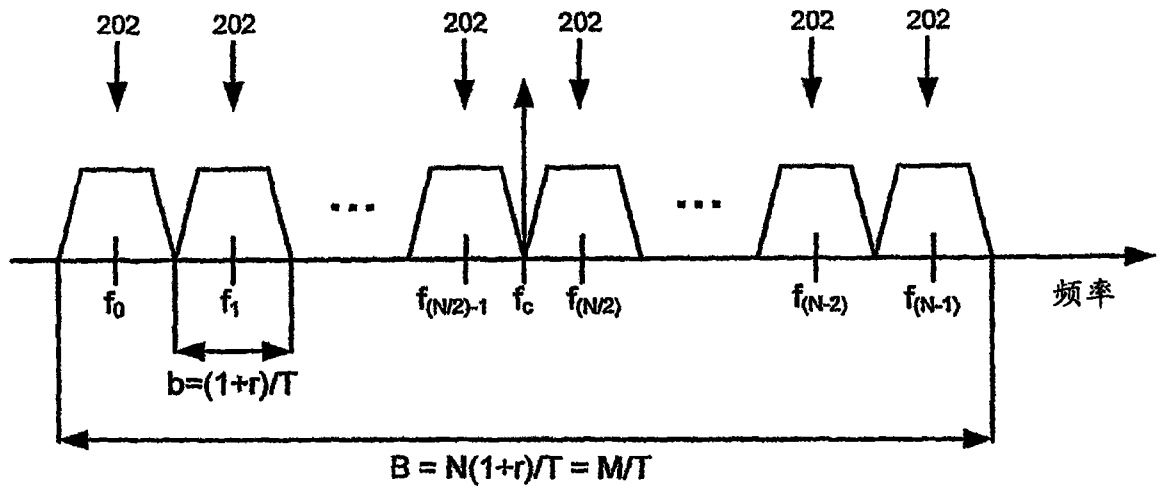


图 2

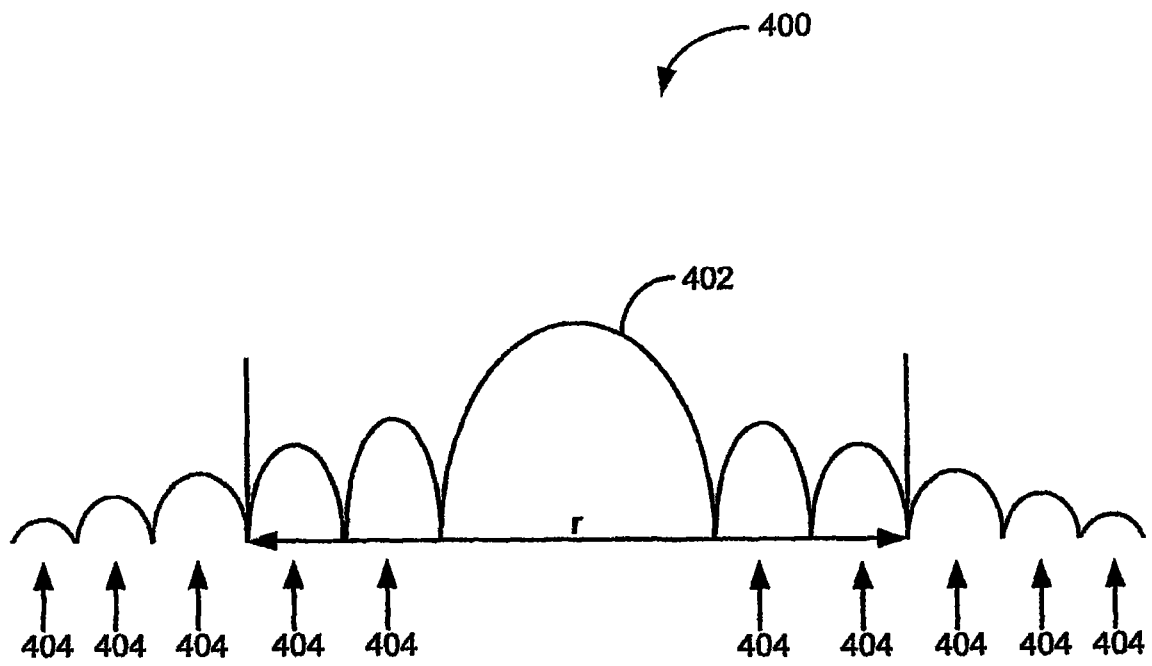


图3

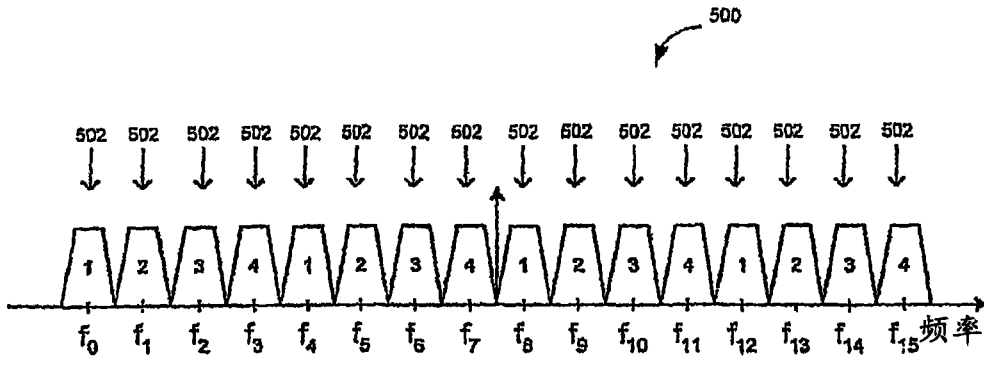


图 4A

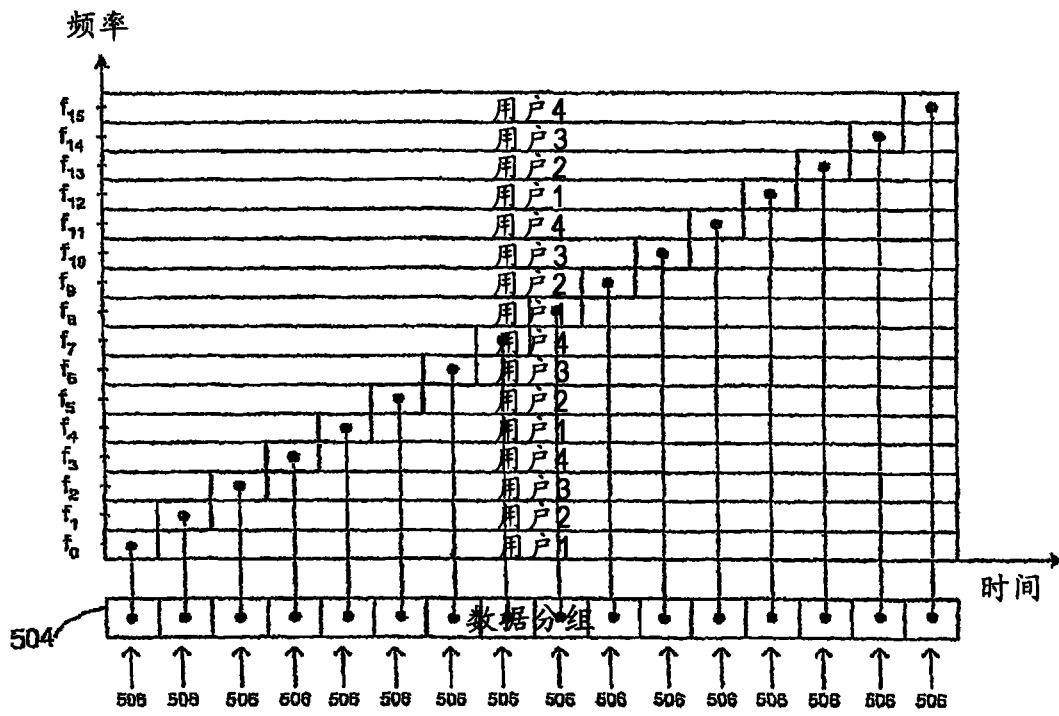


图 4B

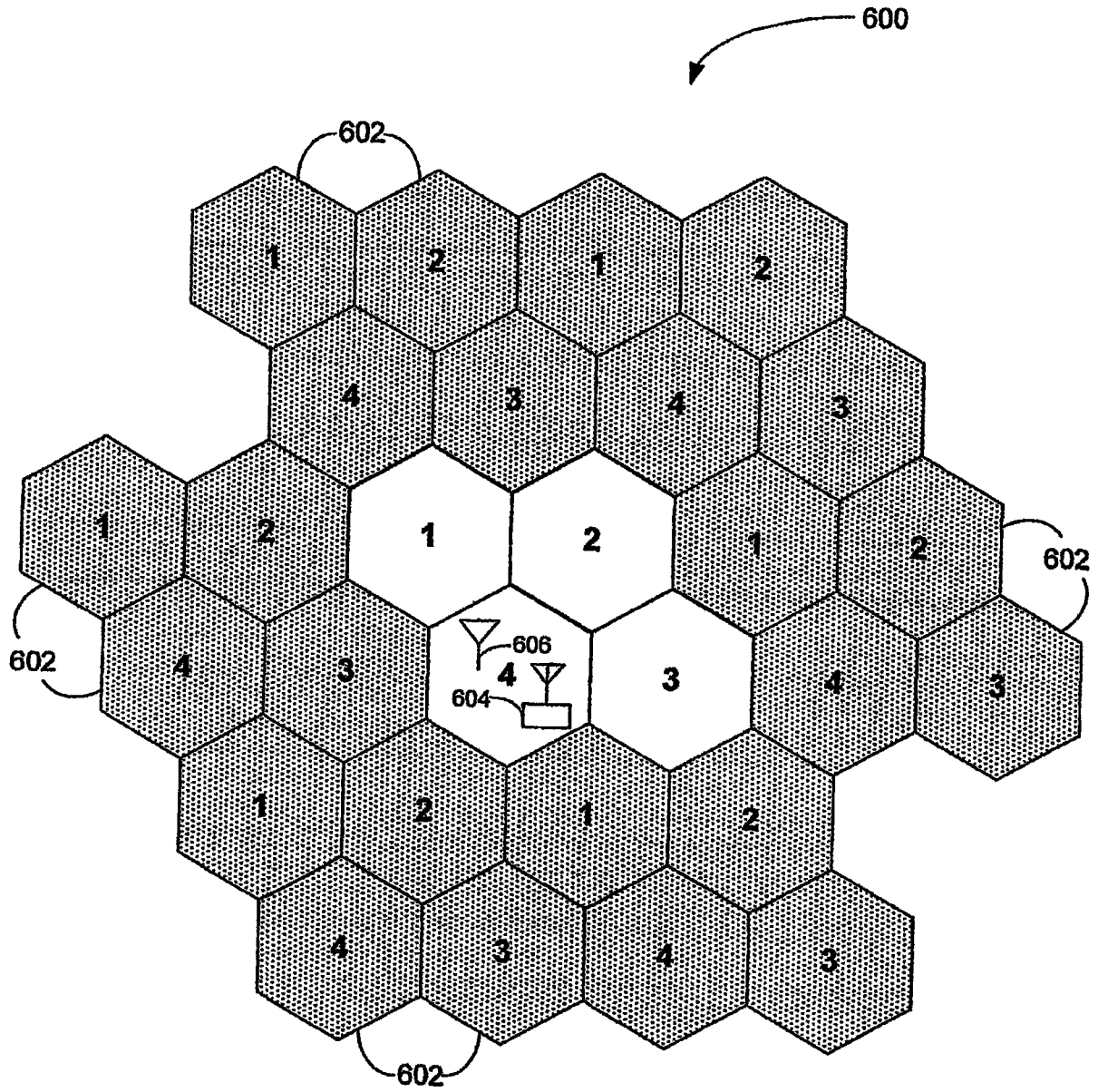


图5

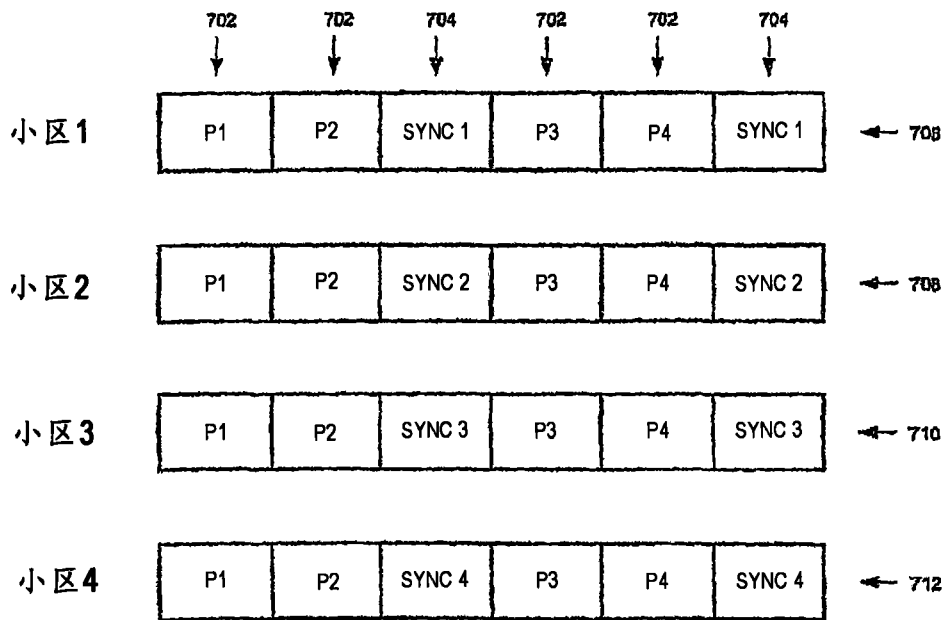


图6

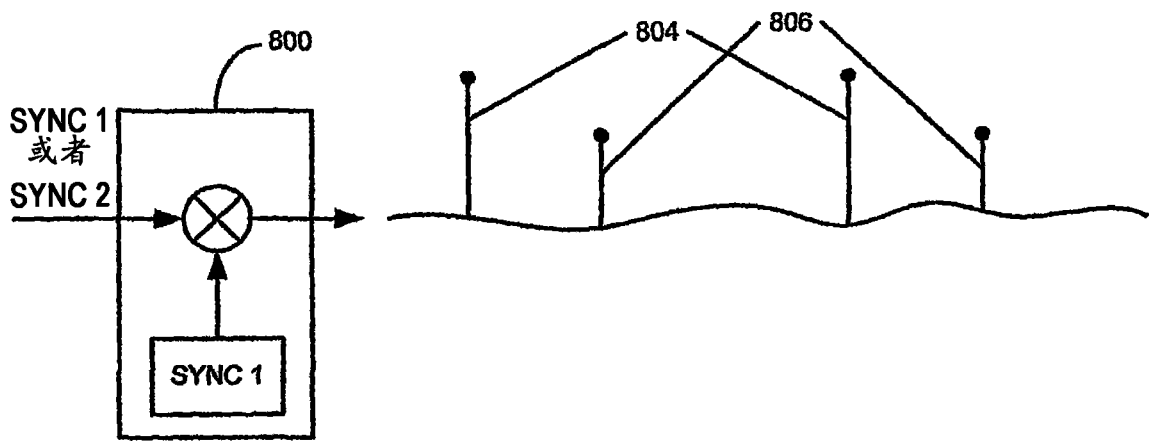


图7

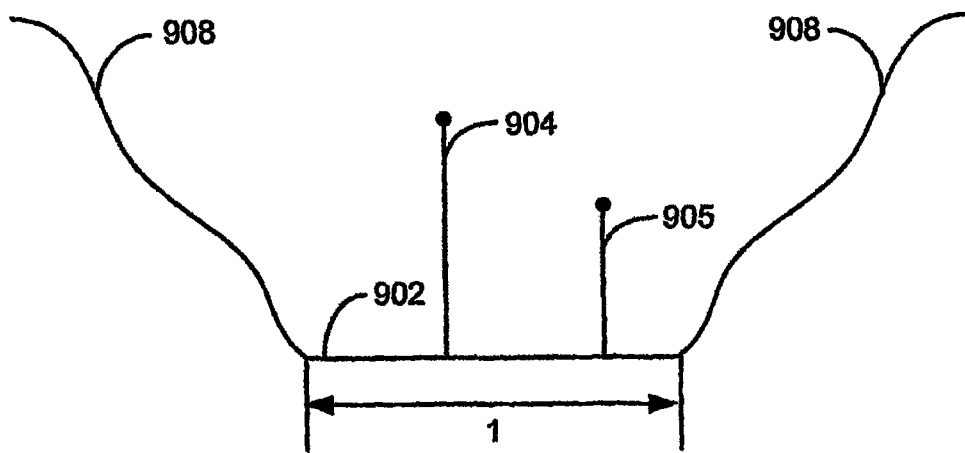


图8

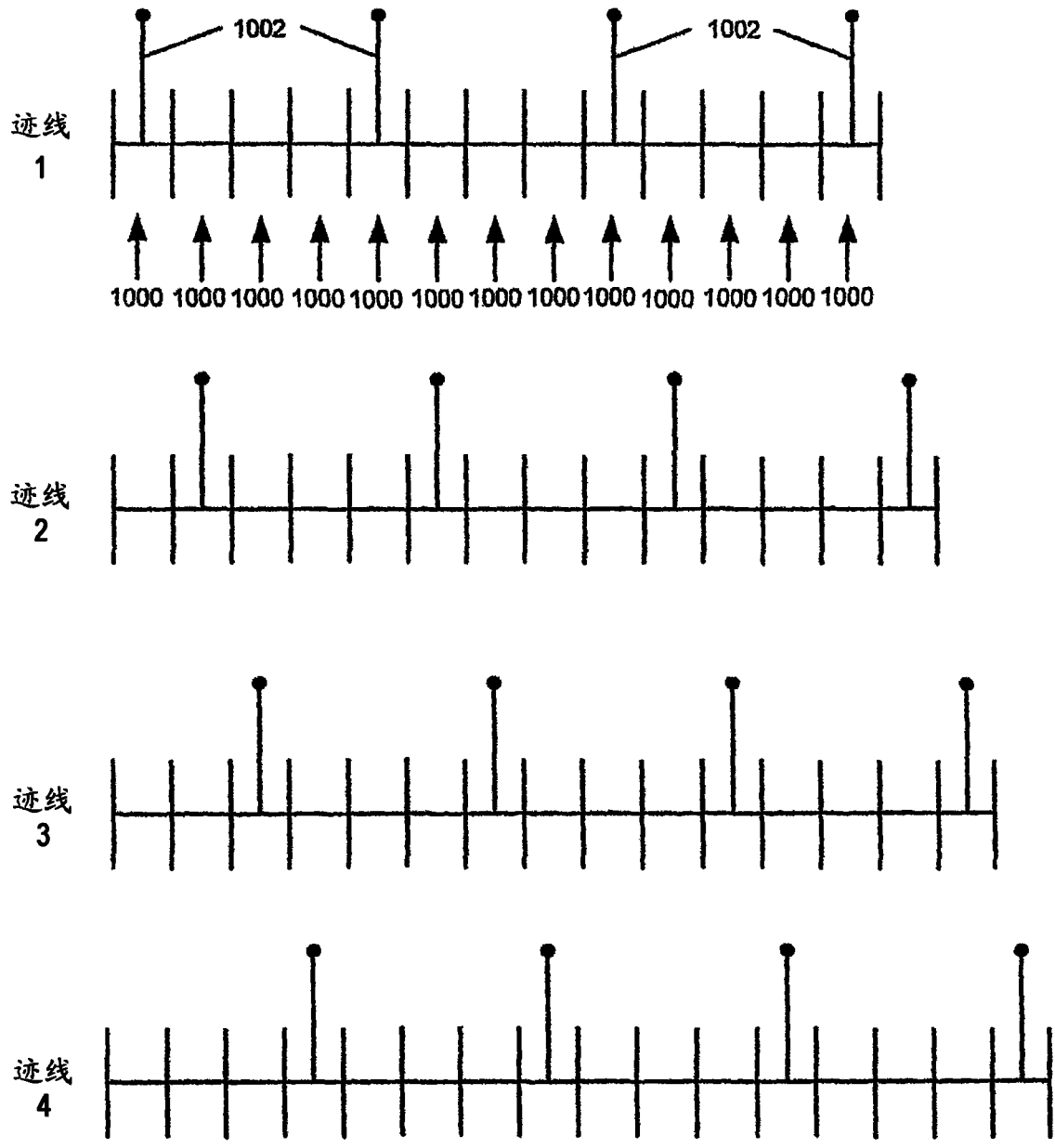


图9

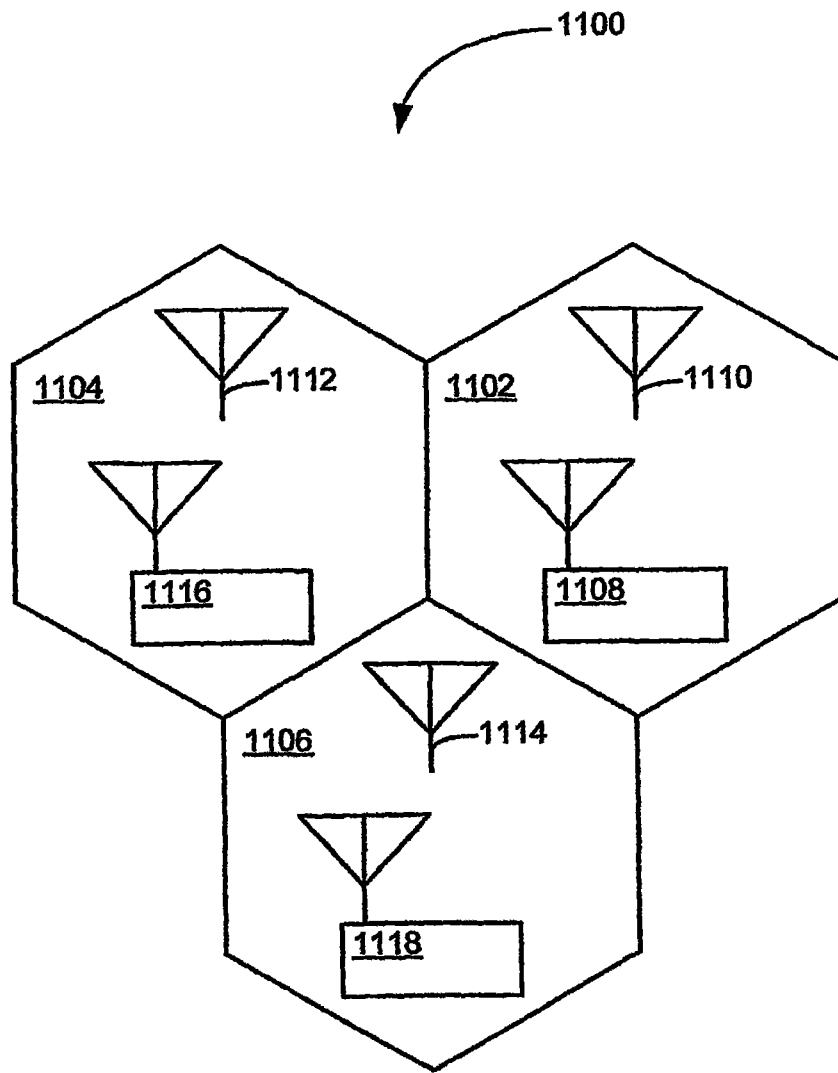


图10

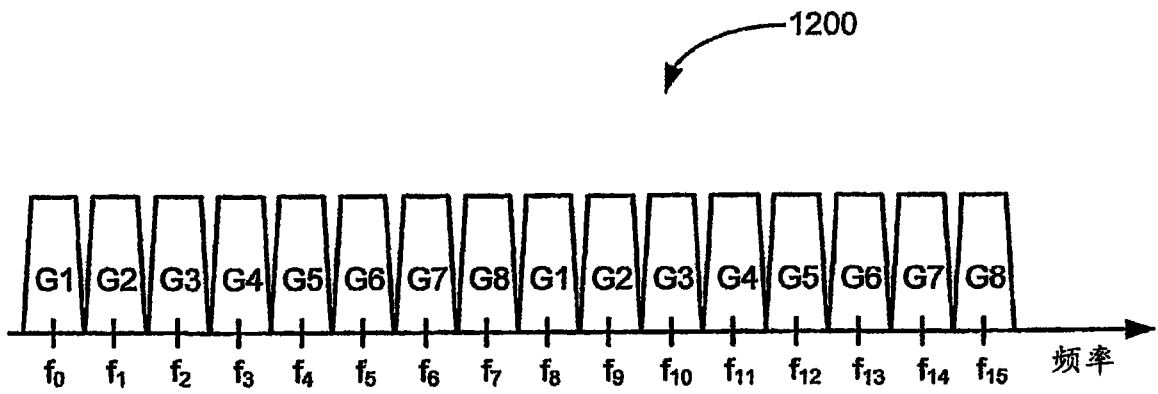


图 11A

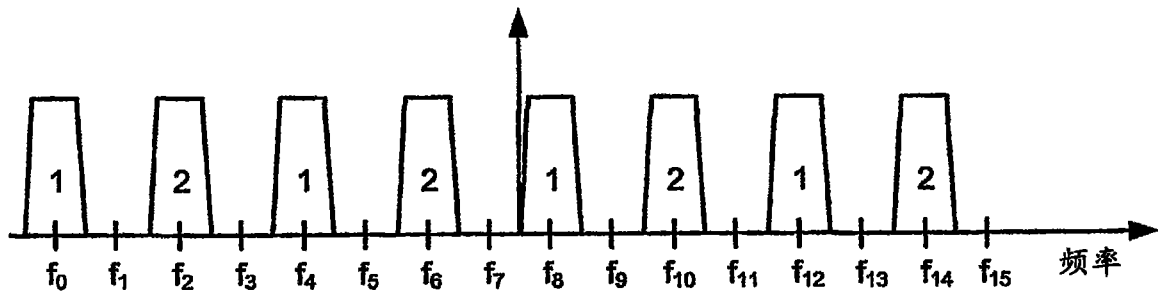


图 11B

提交时未收到

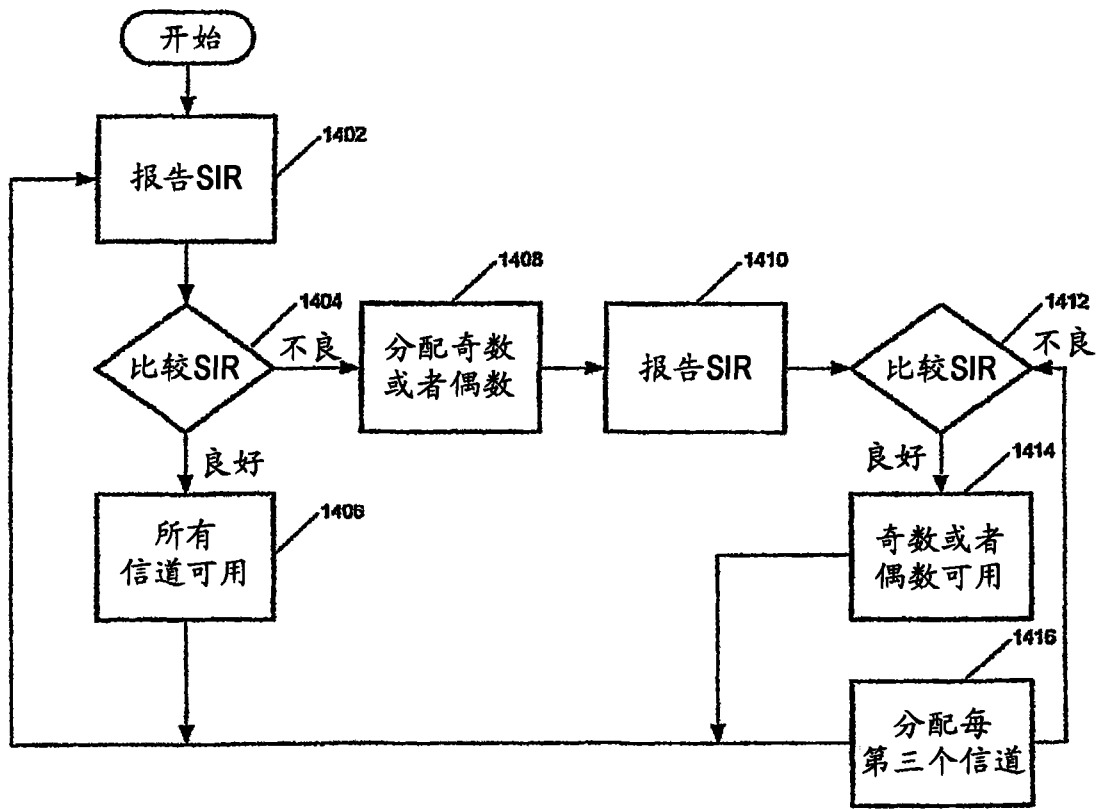


图13

提交时未收到

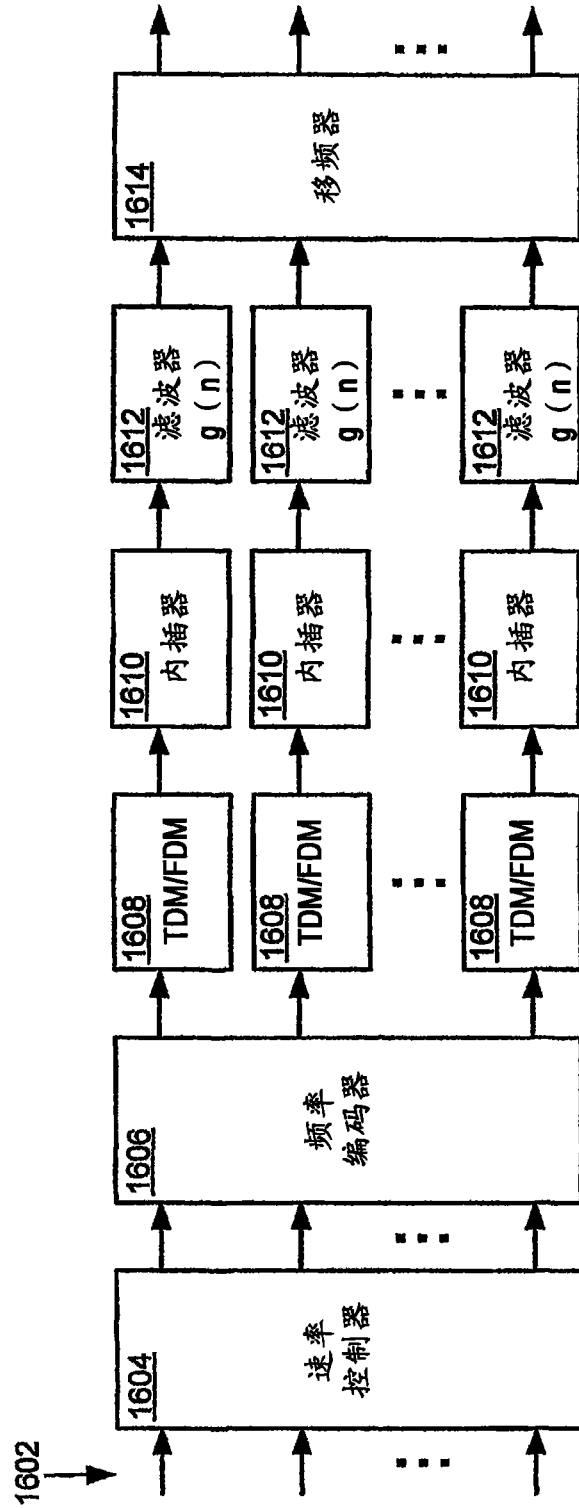


图15

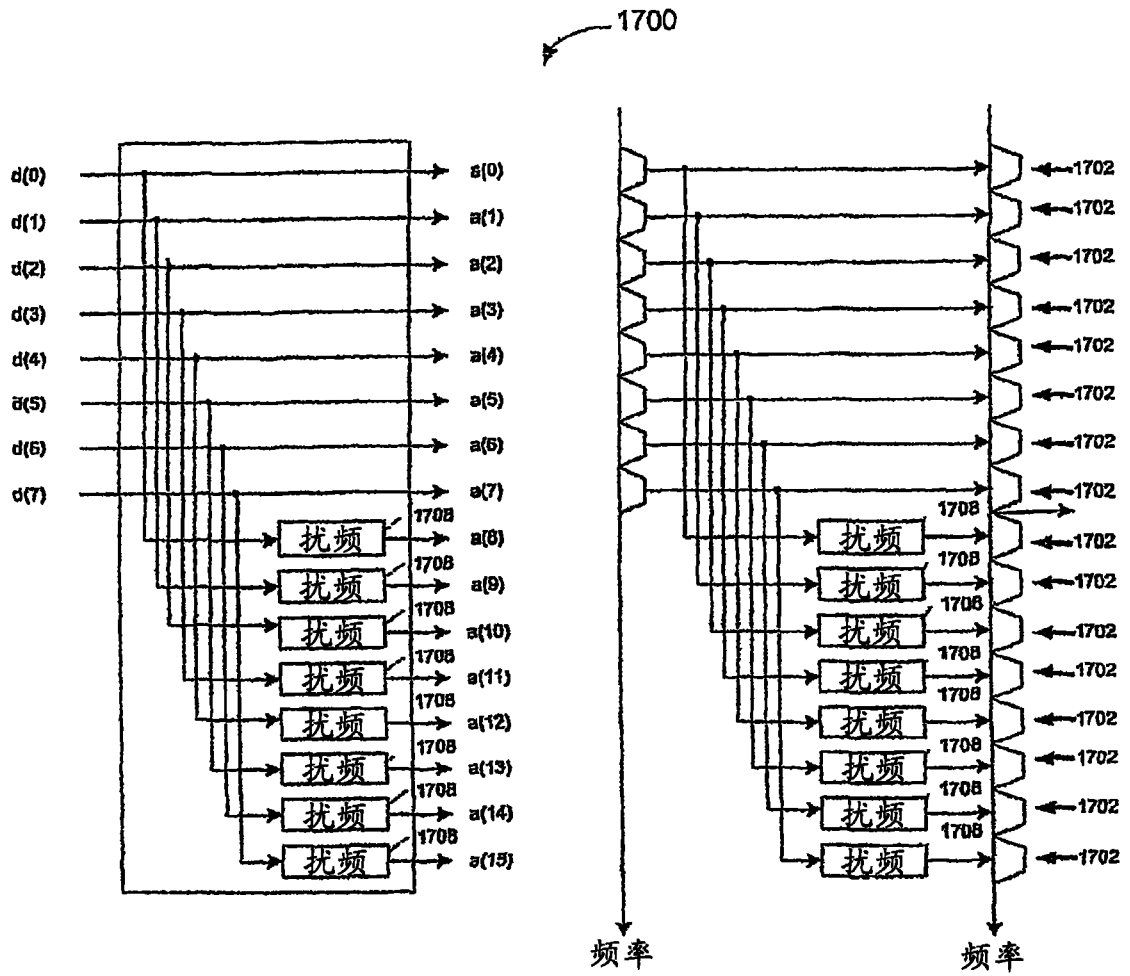


图 16

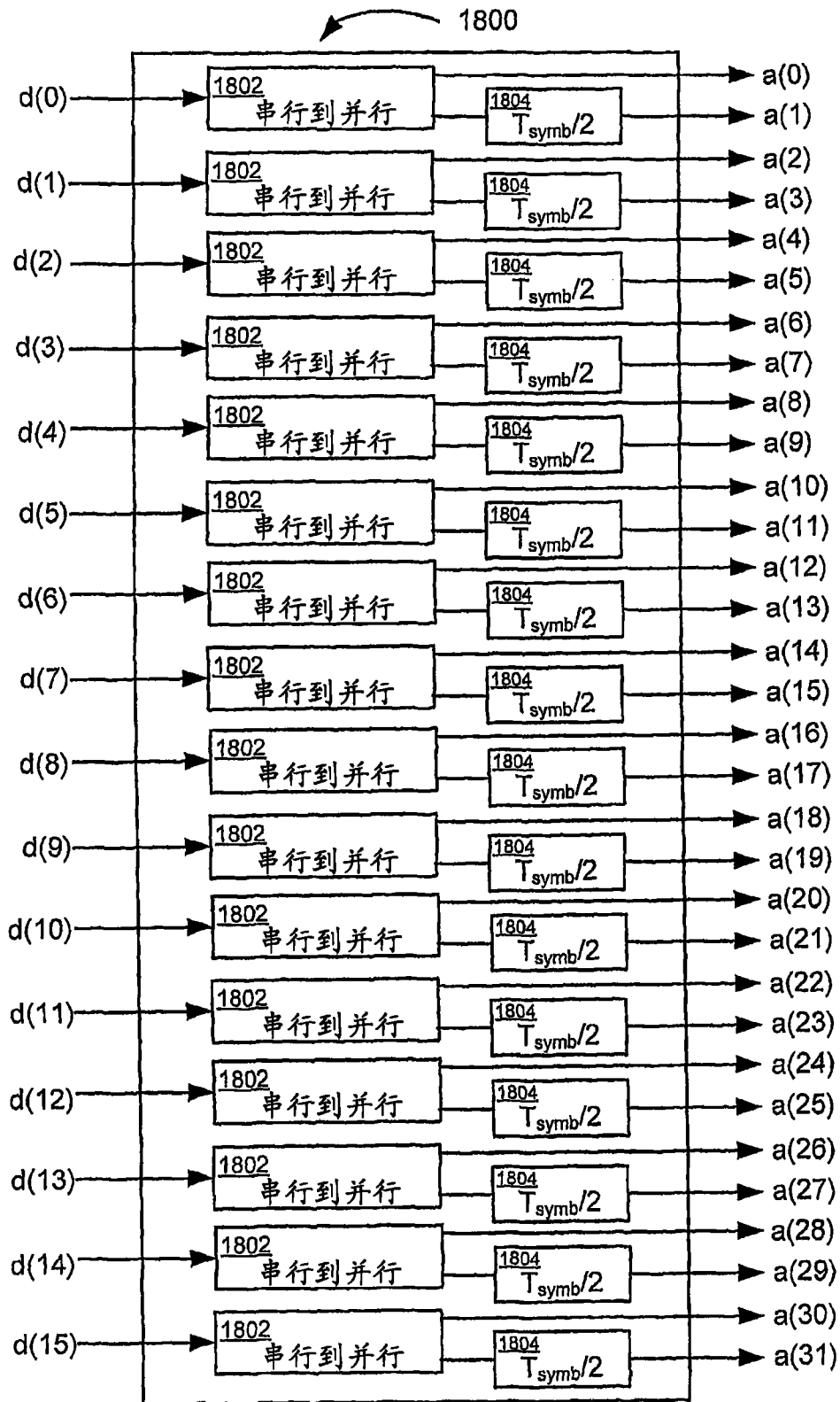


图 17

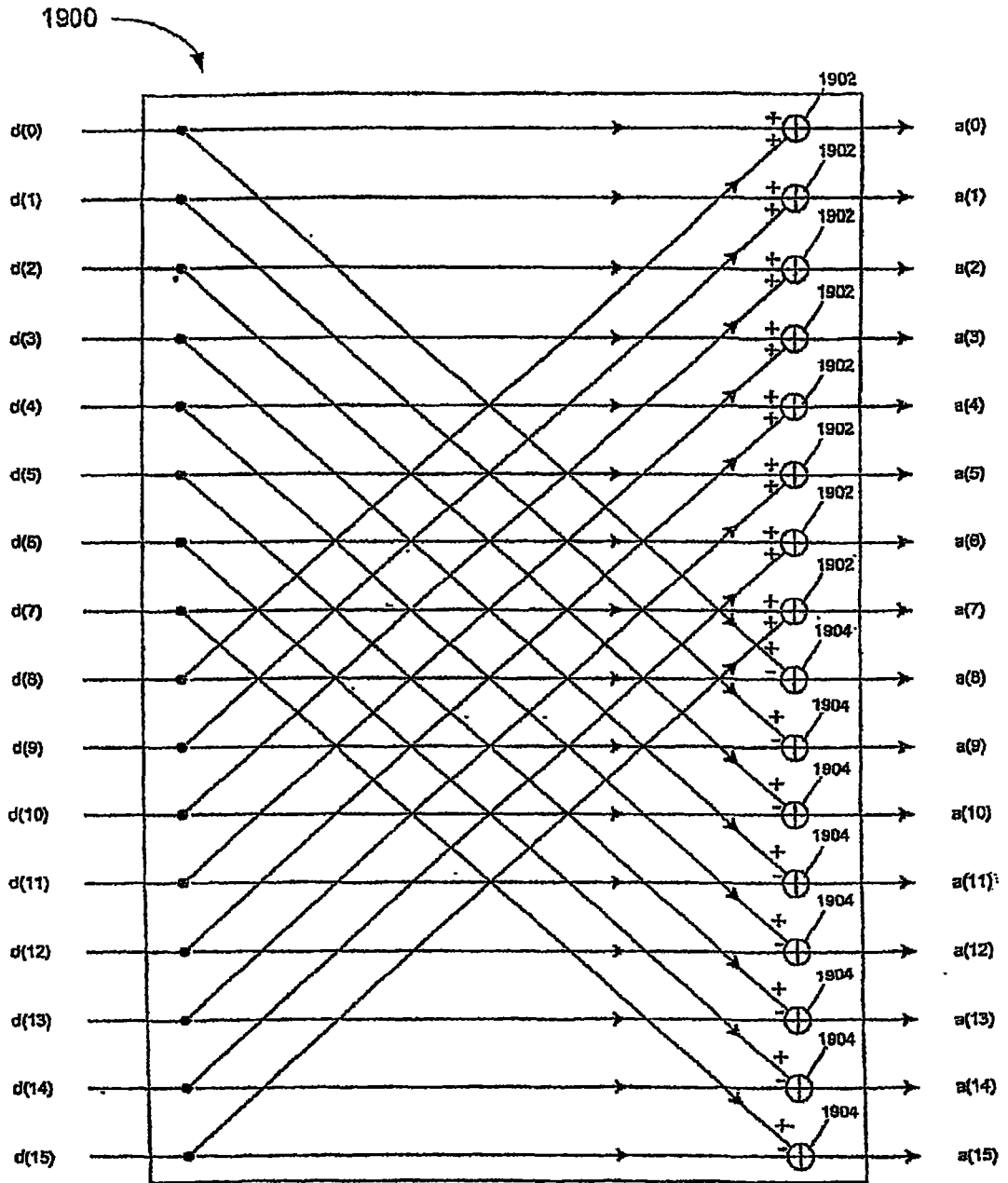


图 18

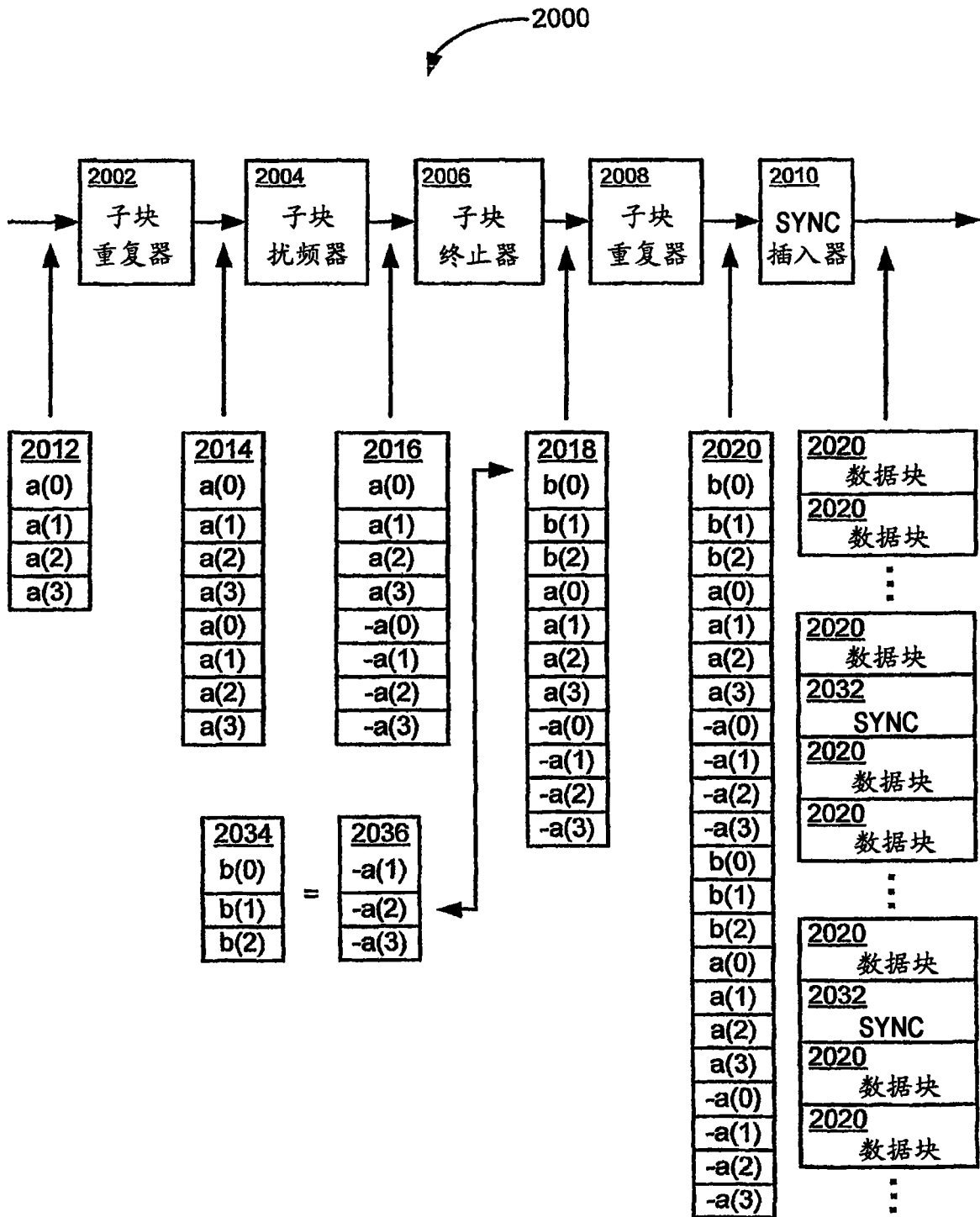


图 19

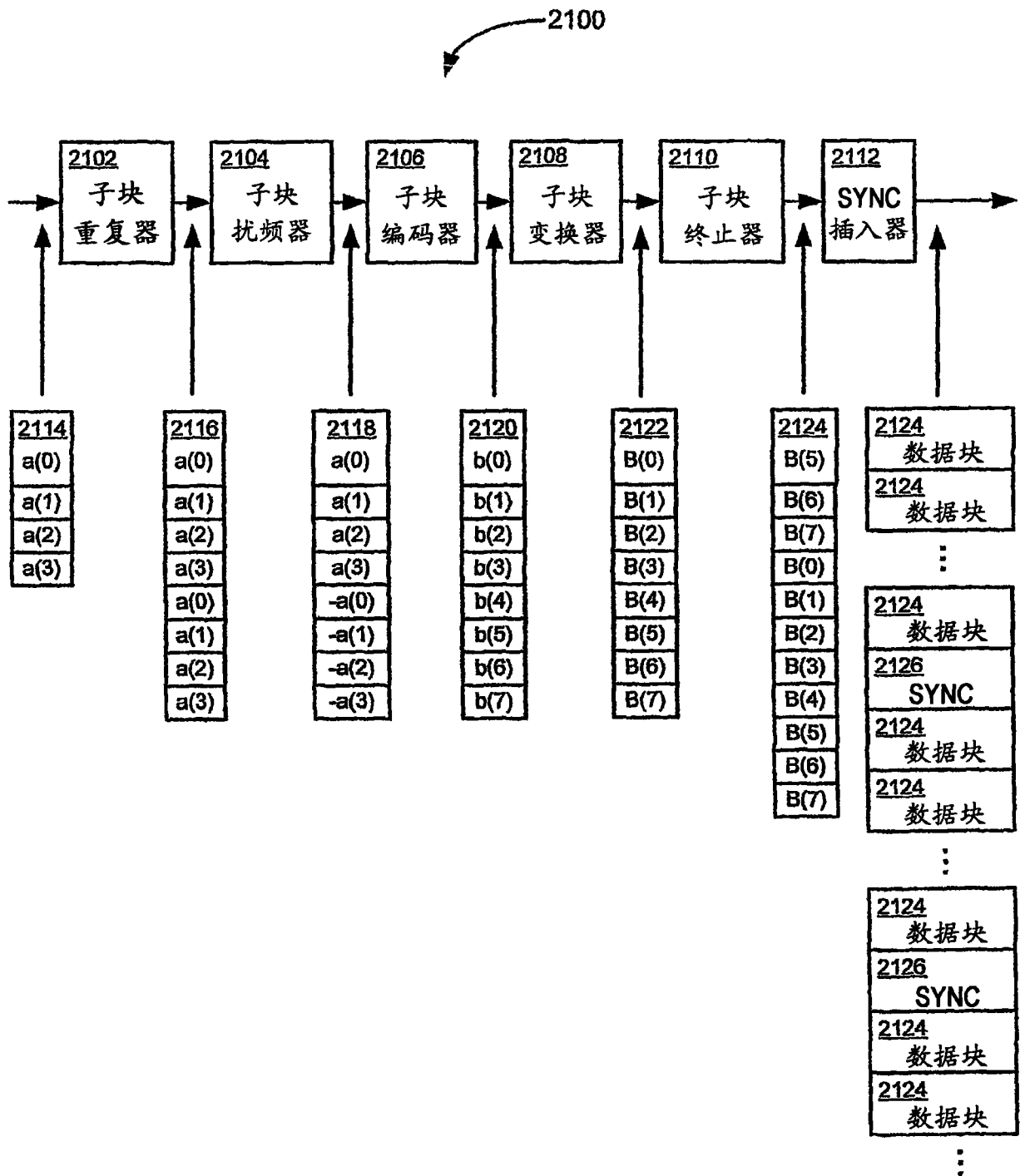


图 20

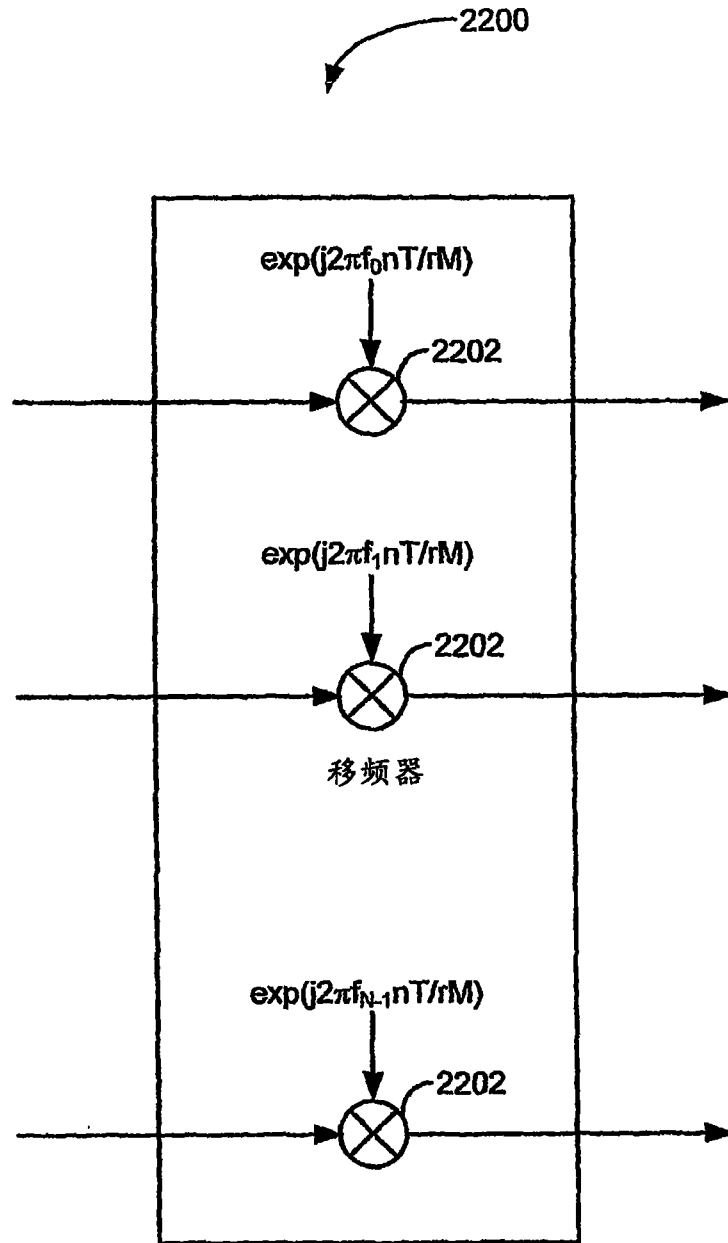


图 21

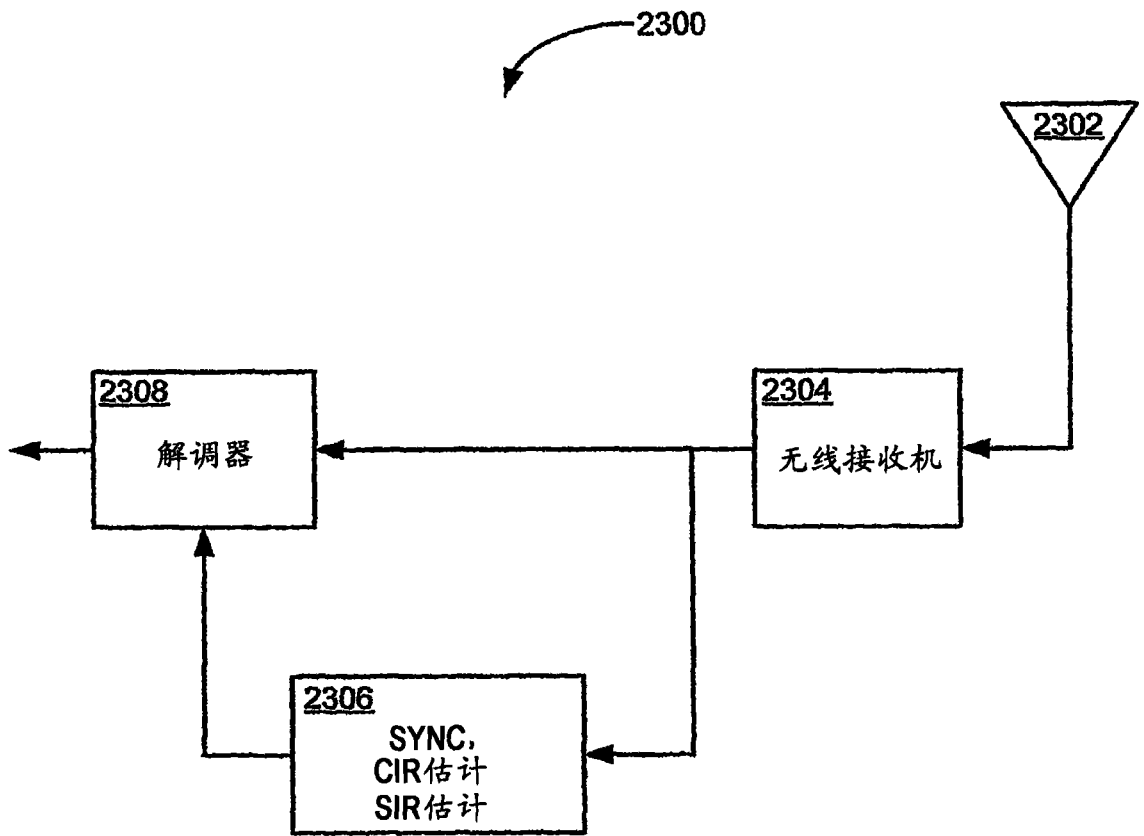


图 22

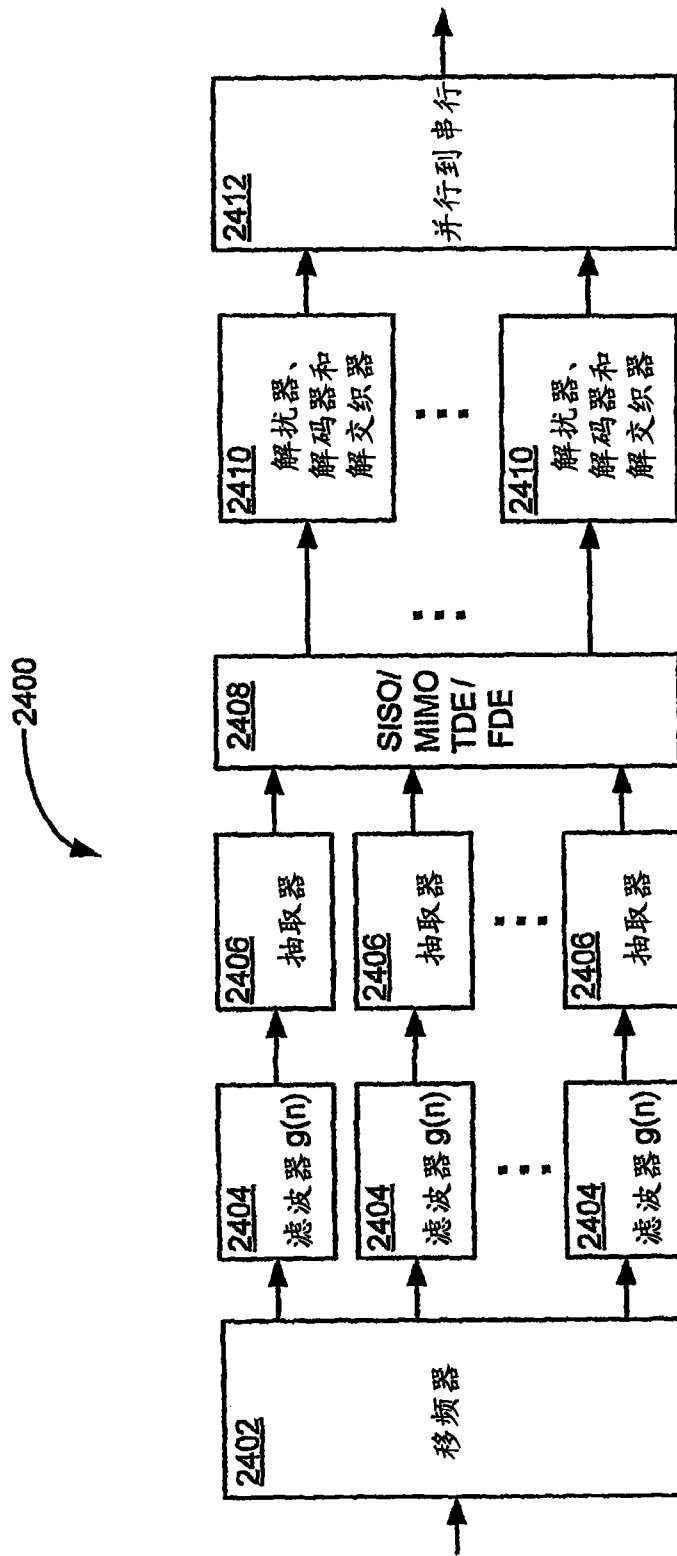


图 23

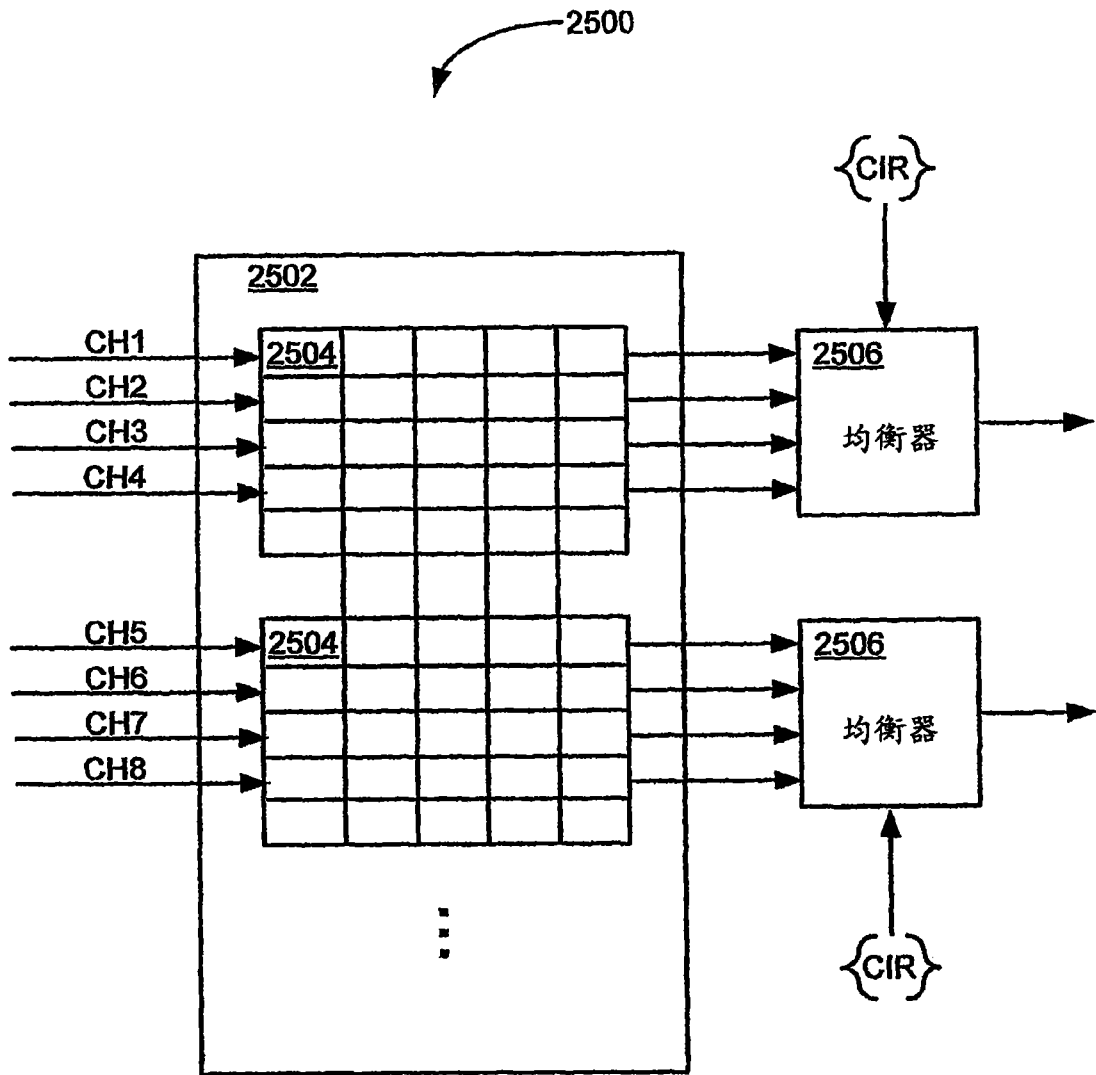


图 24

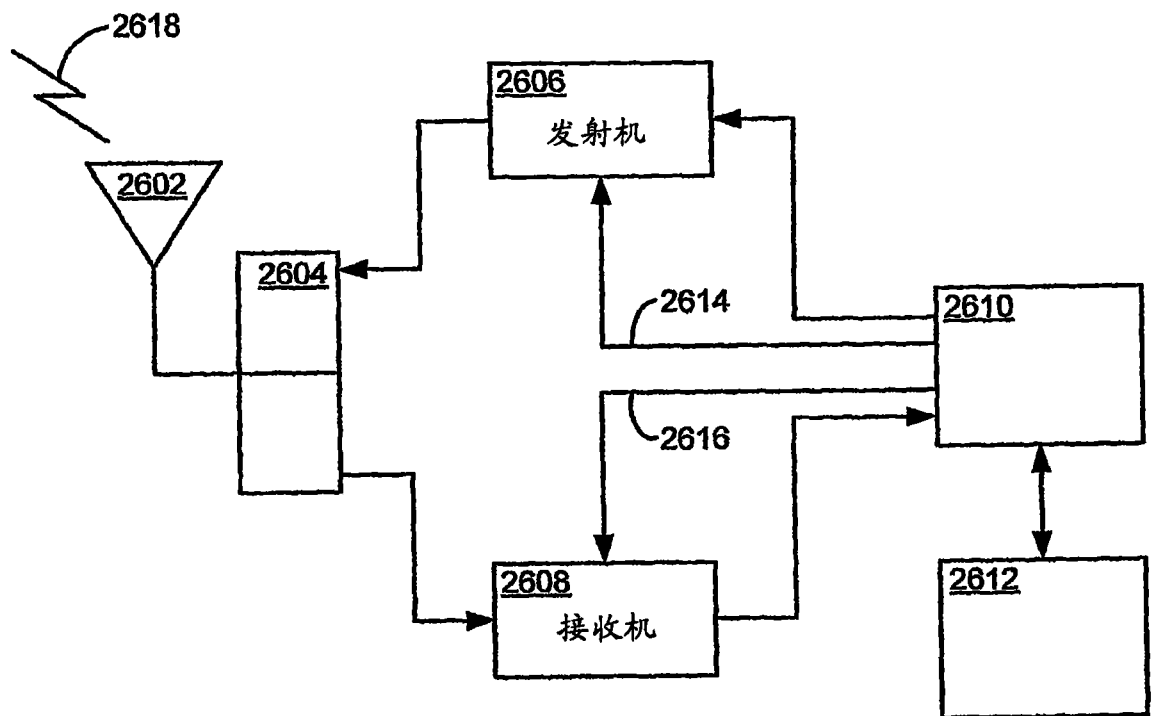


图 25

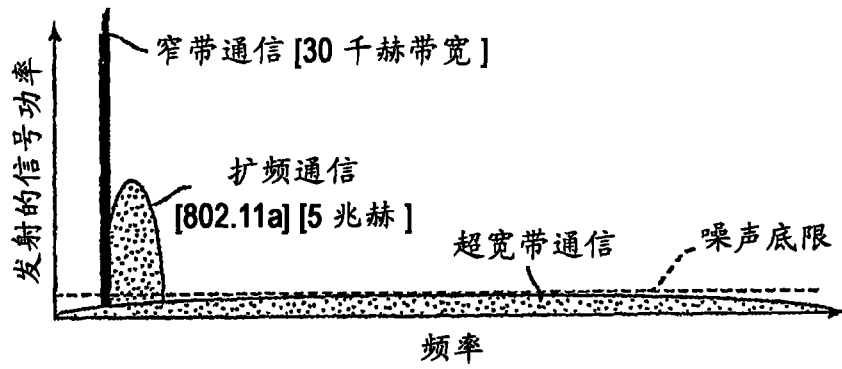


图 26

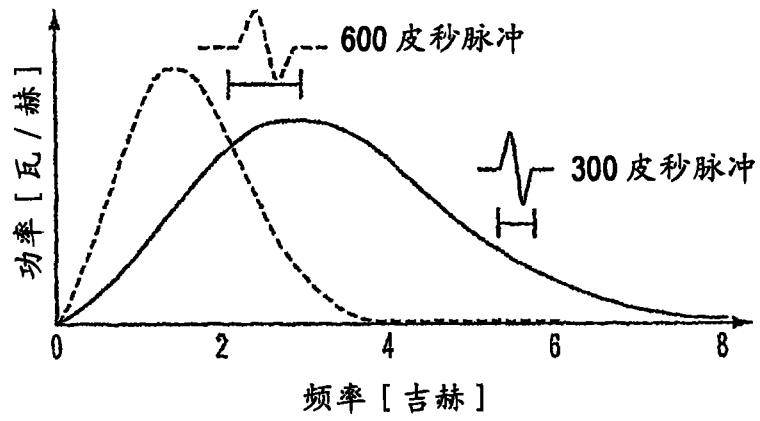
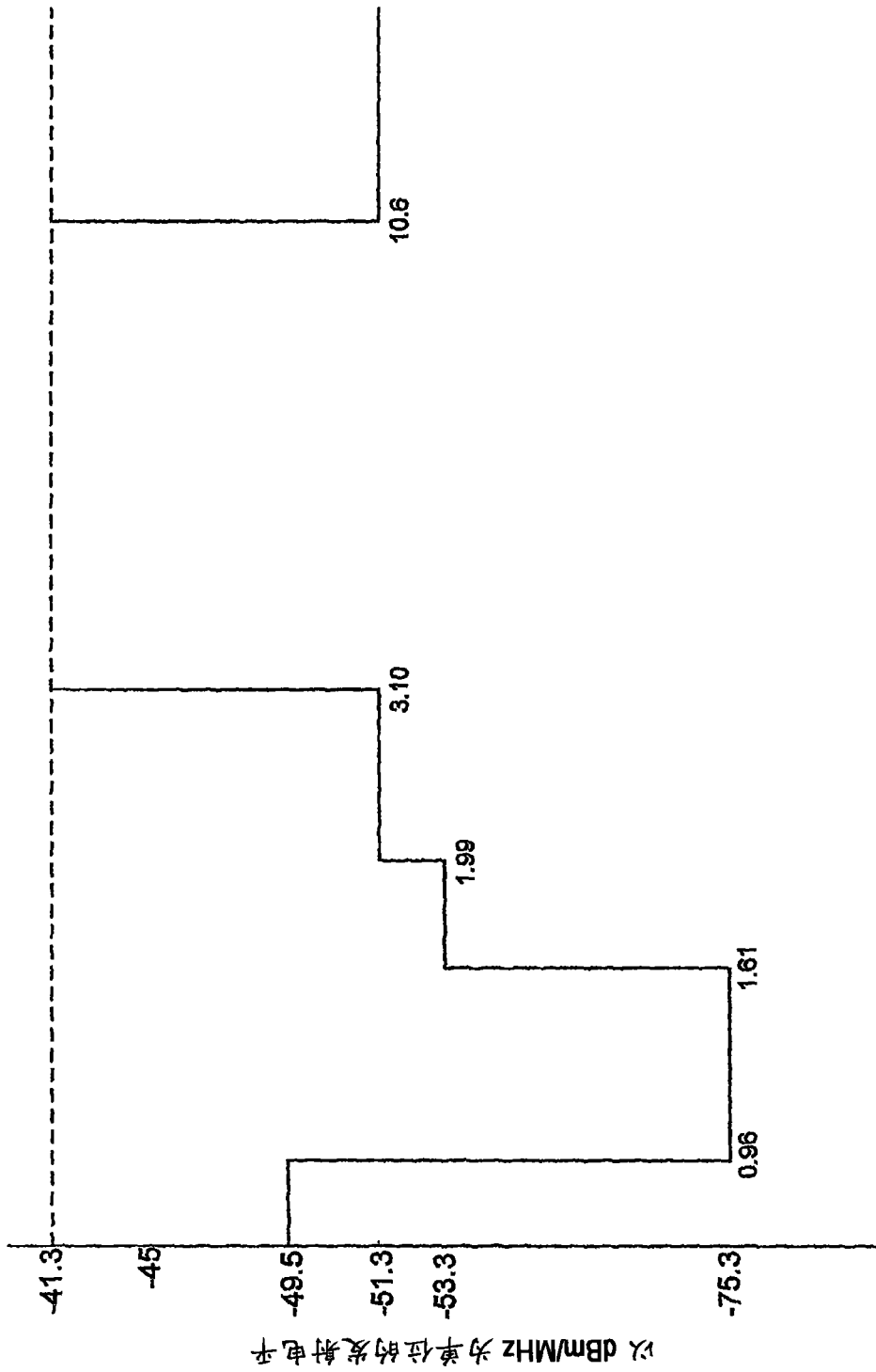


图 27



以 GHz 为单位的频率

图 28

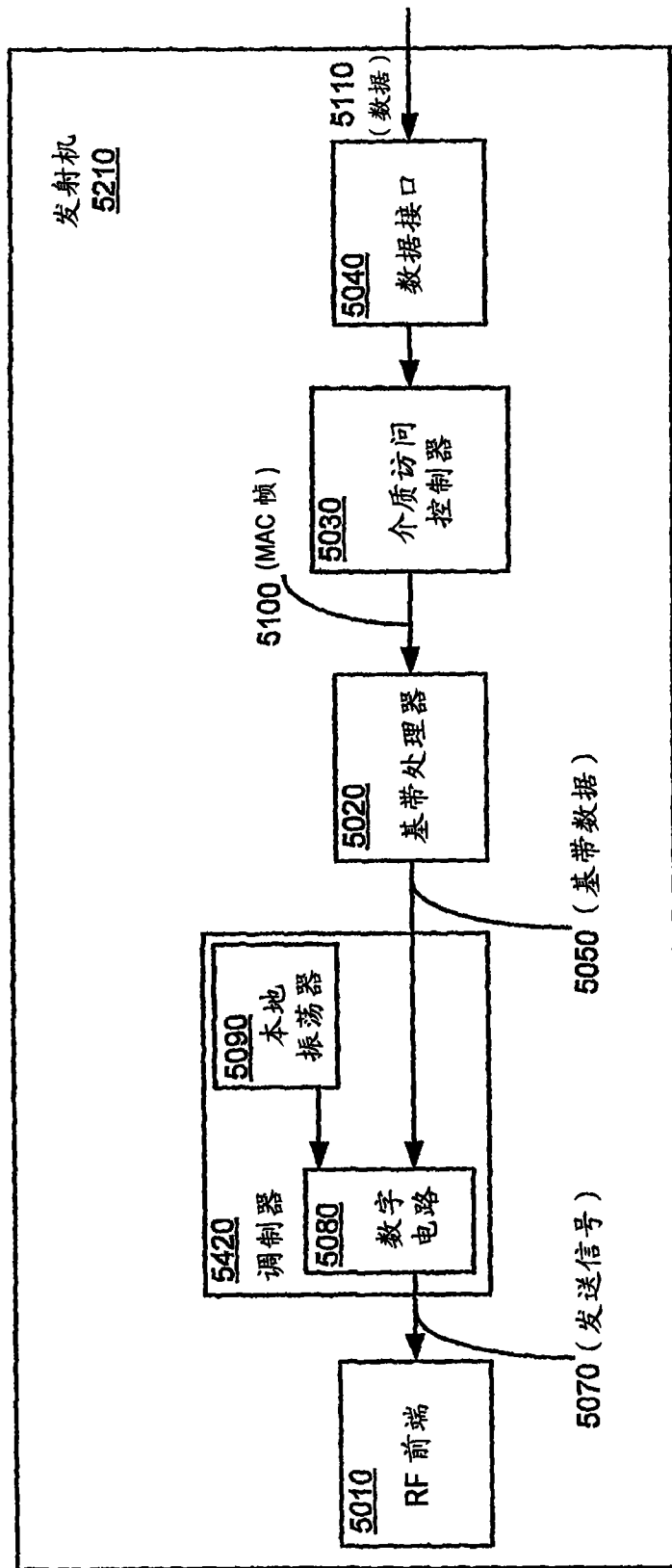


图 29

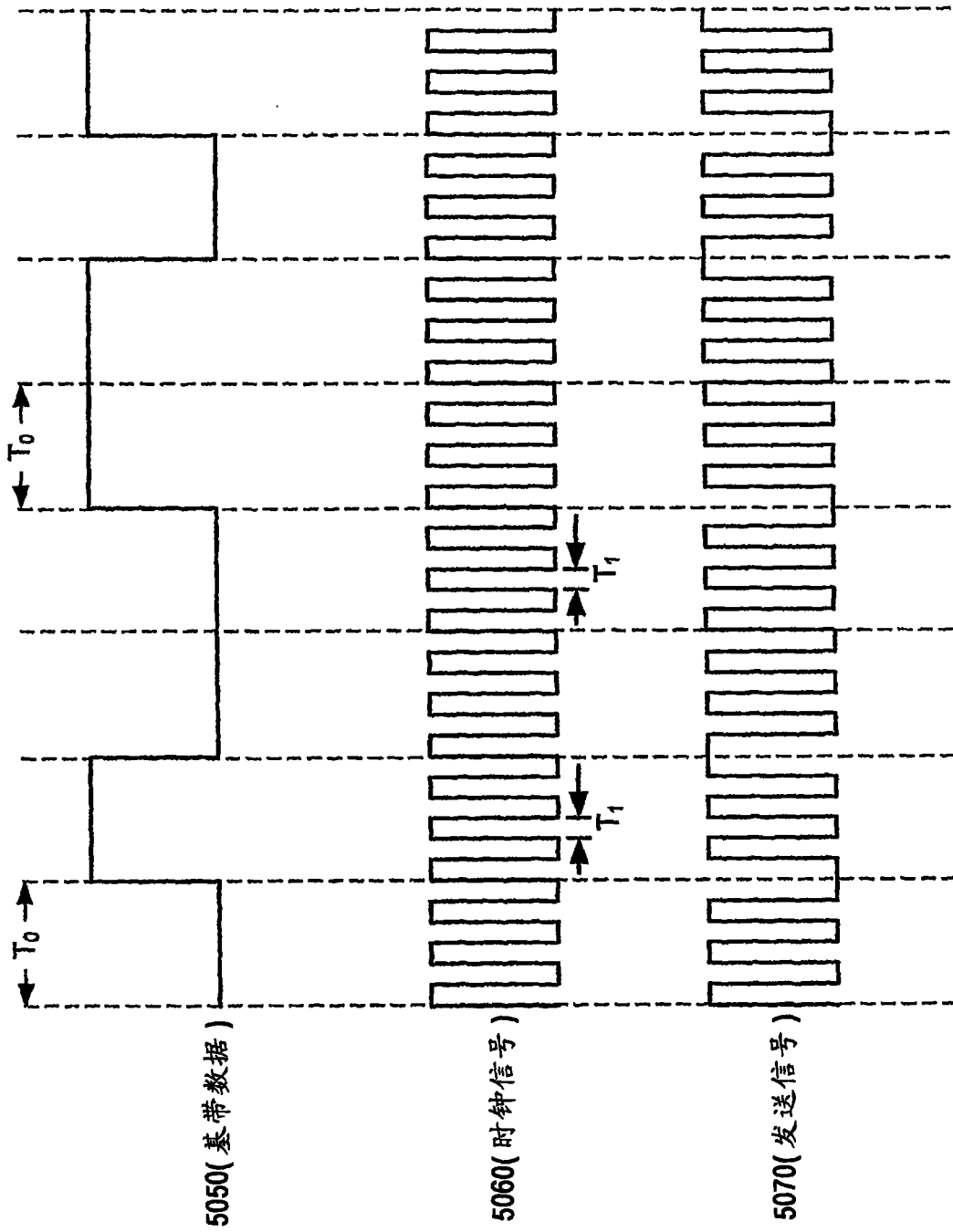
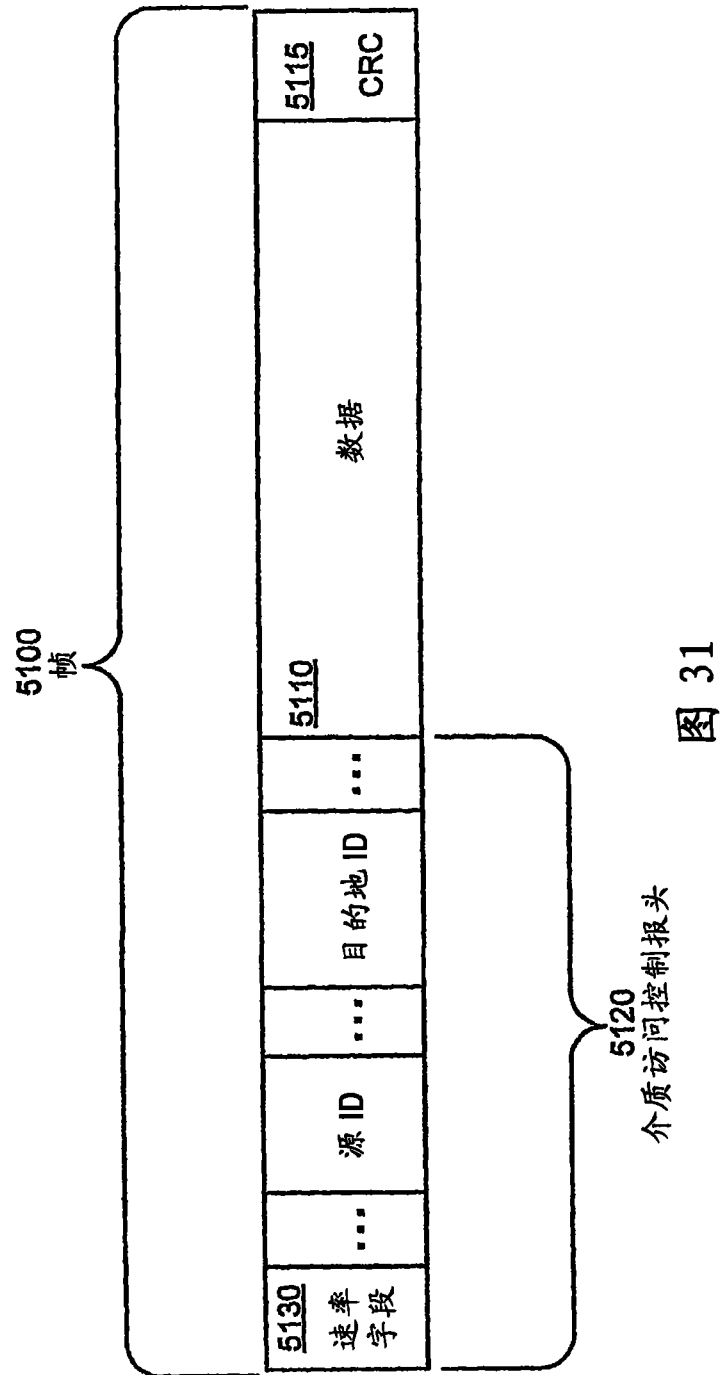


图 30



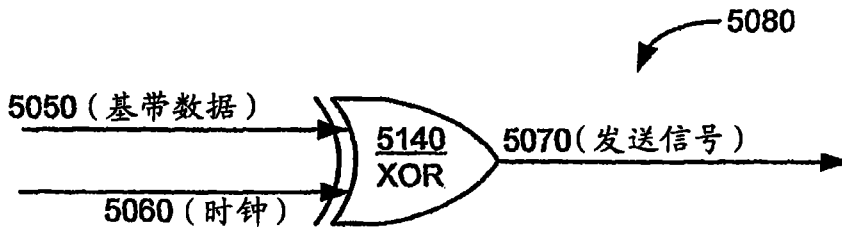


图 32a

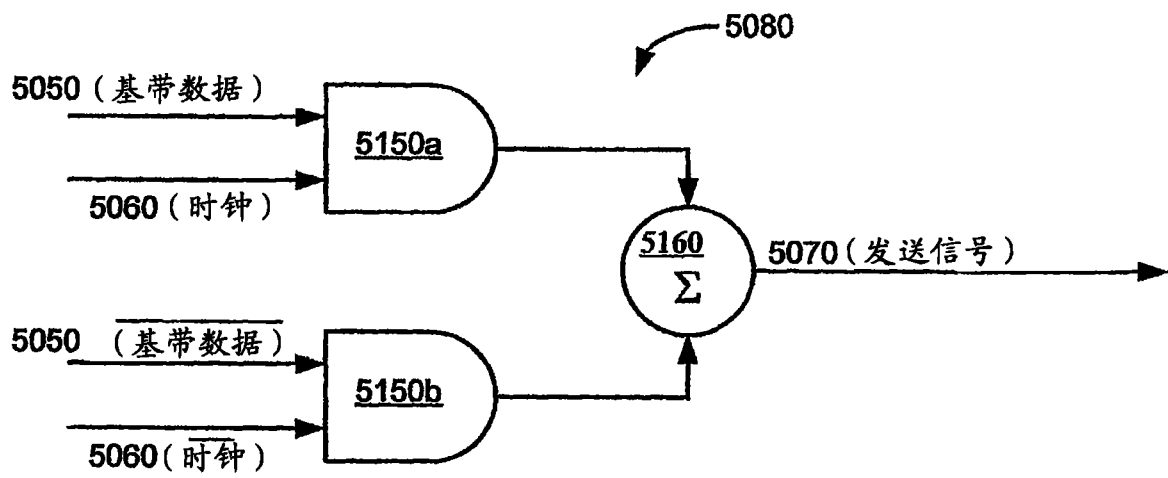


图 32b

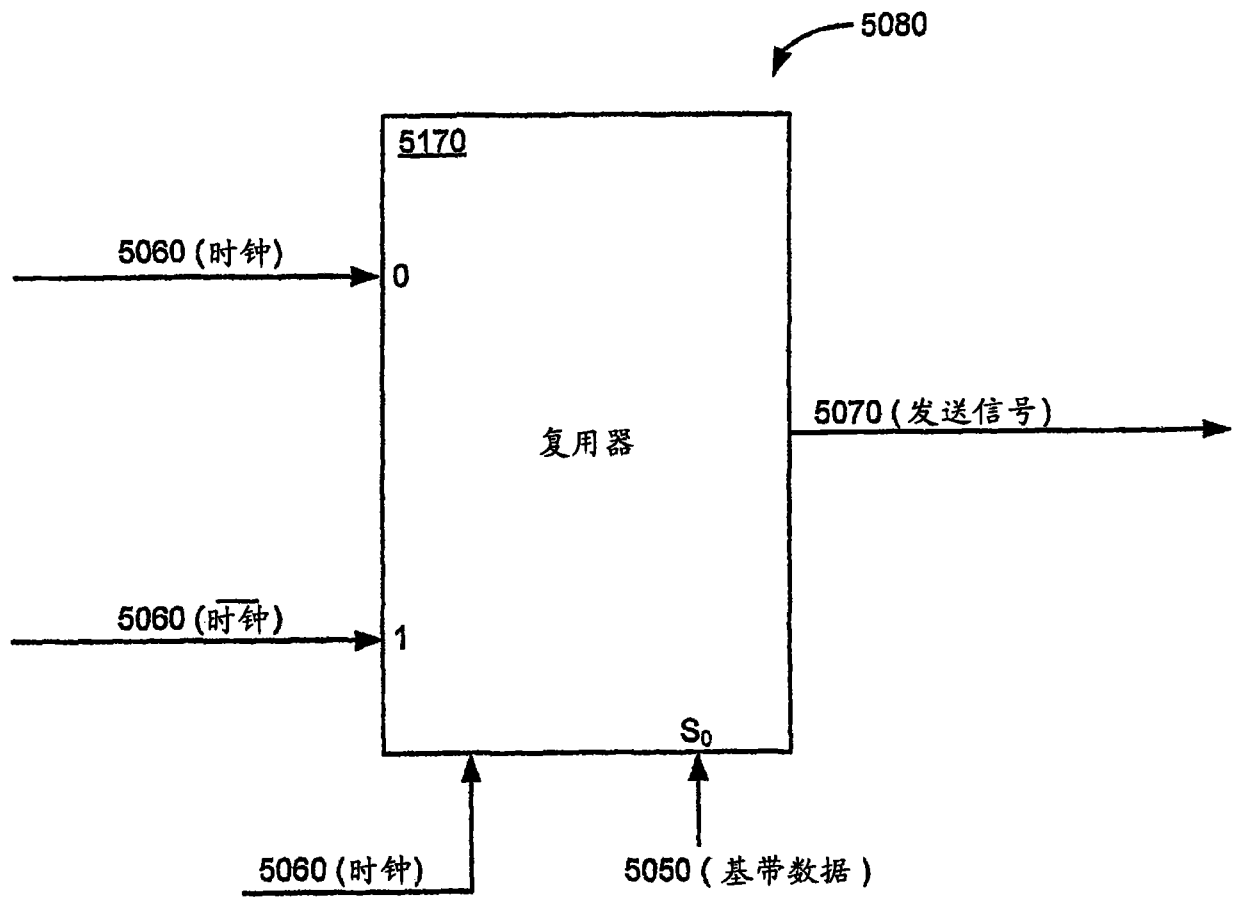


图 32c

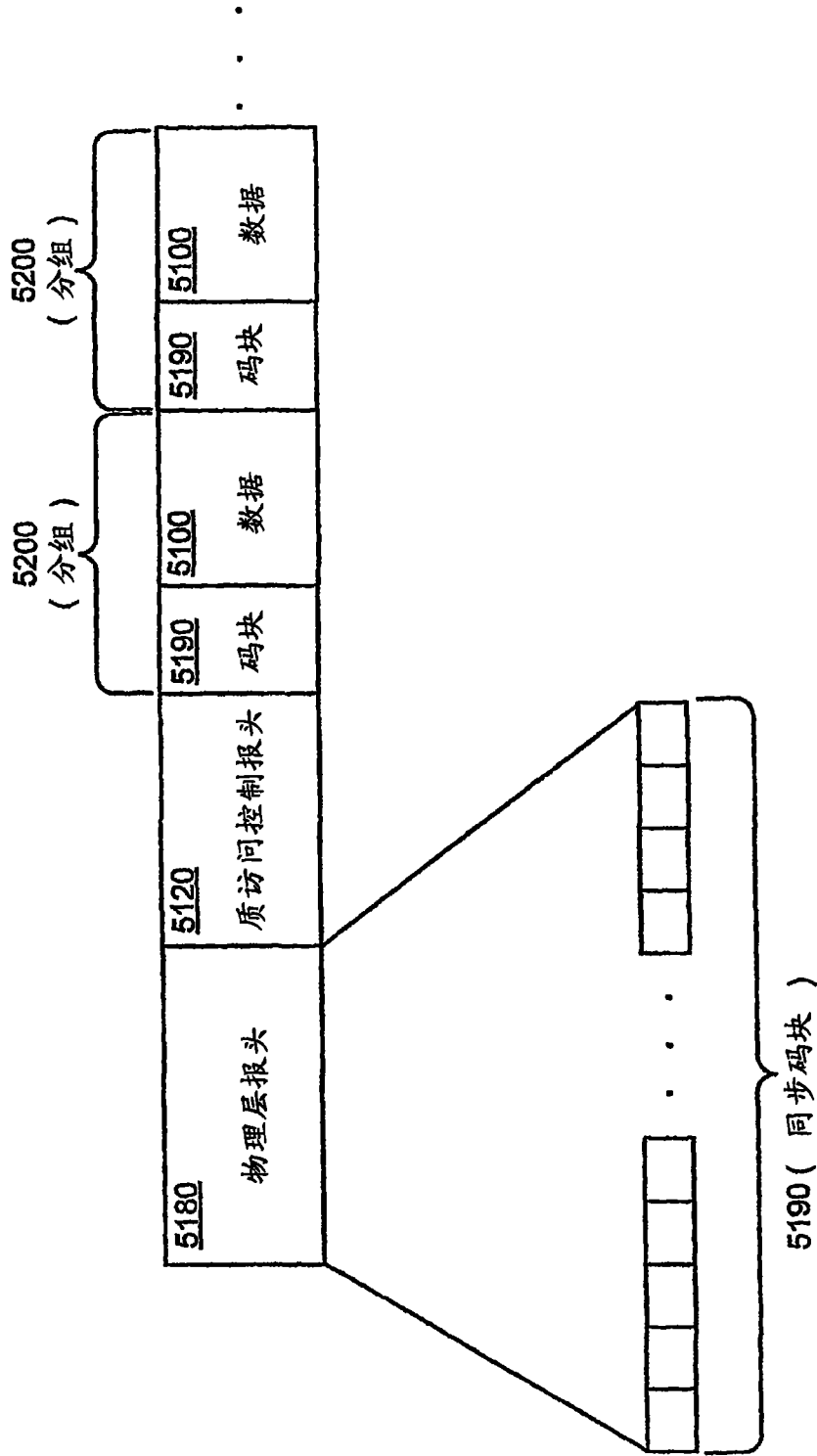


图 33

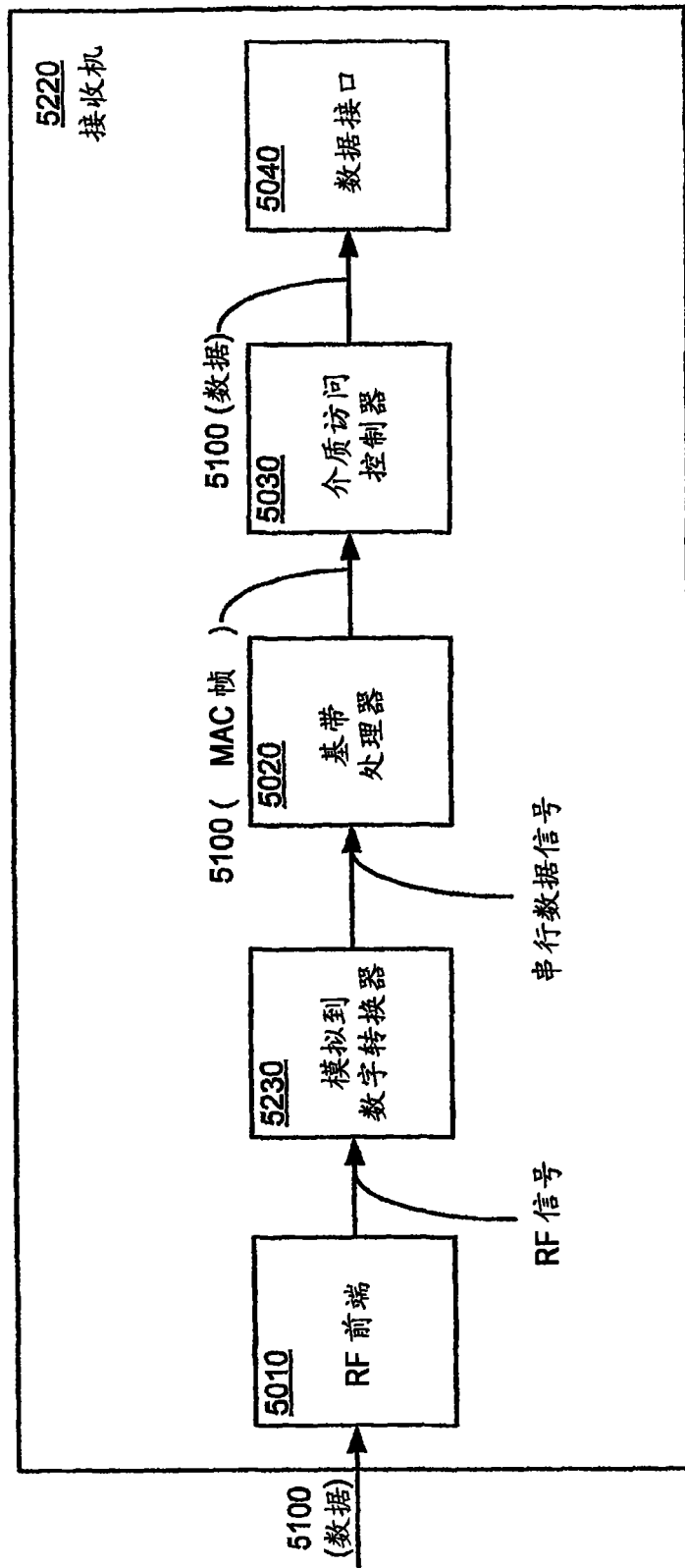


图 34

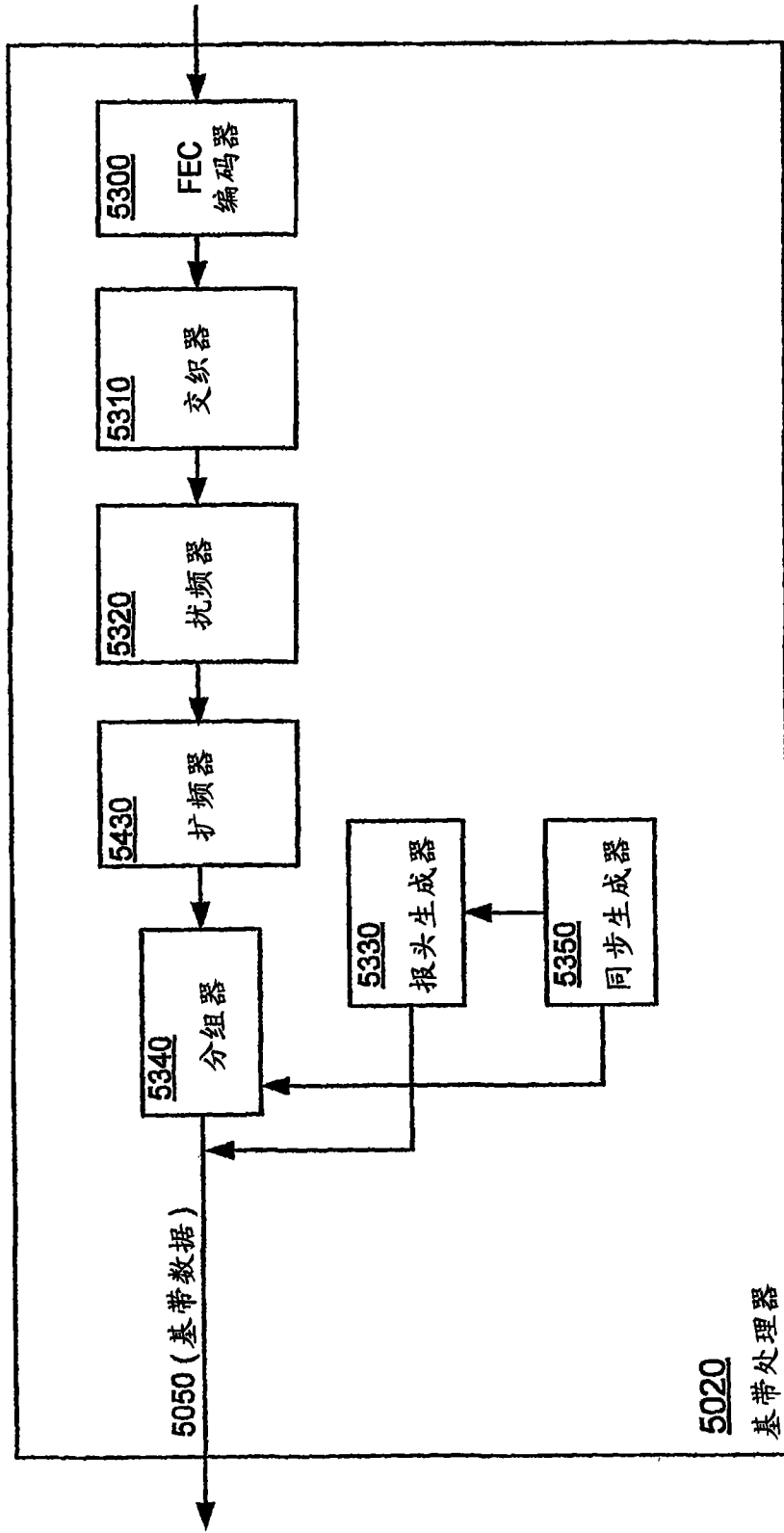


图 35

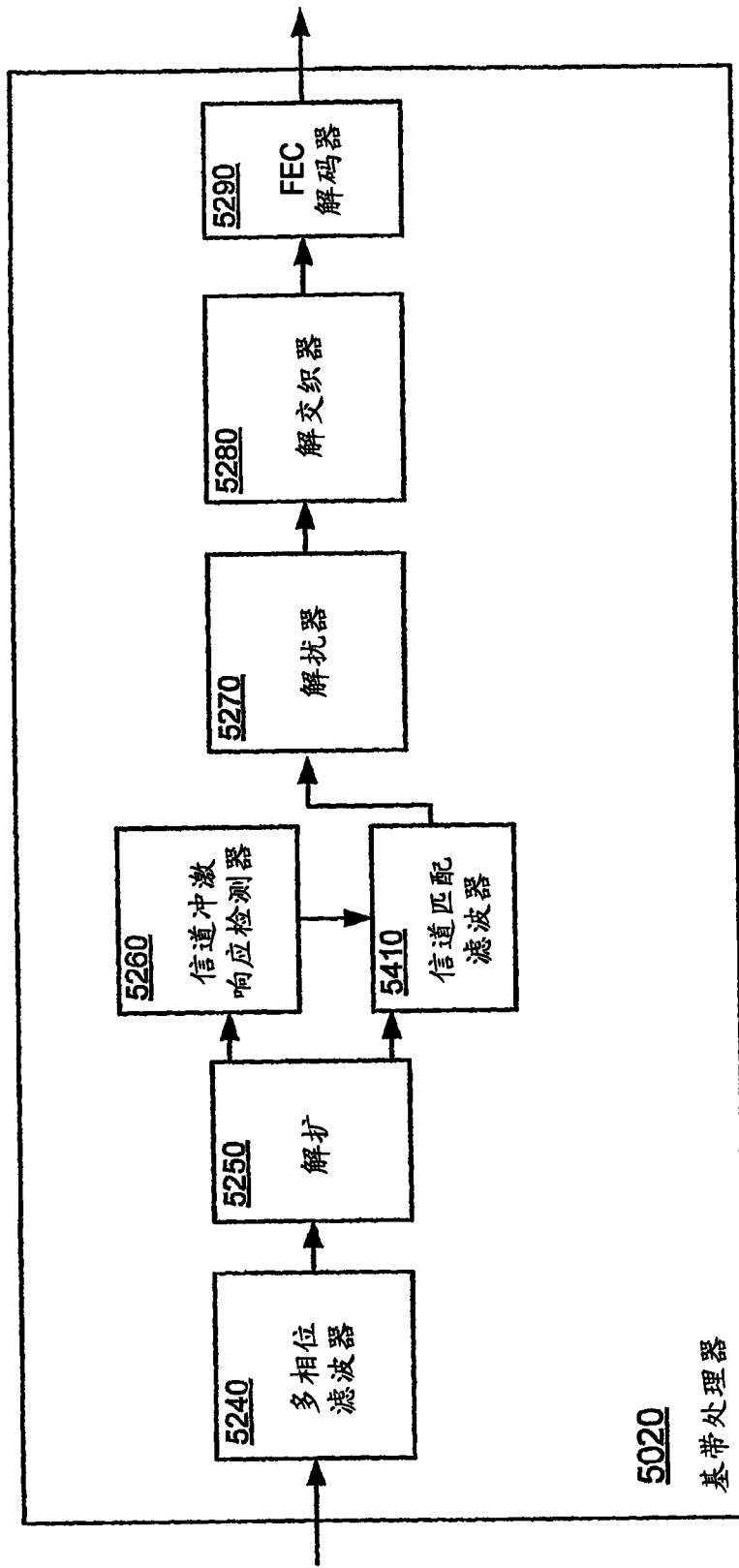


图 36

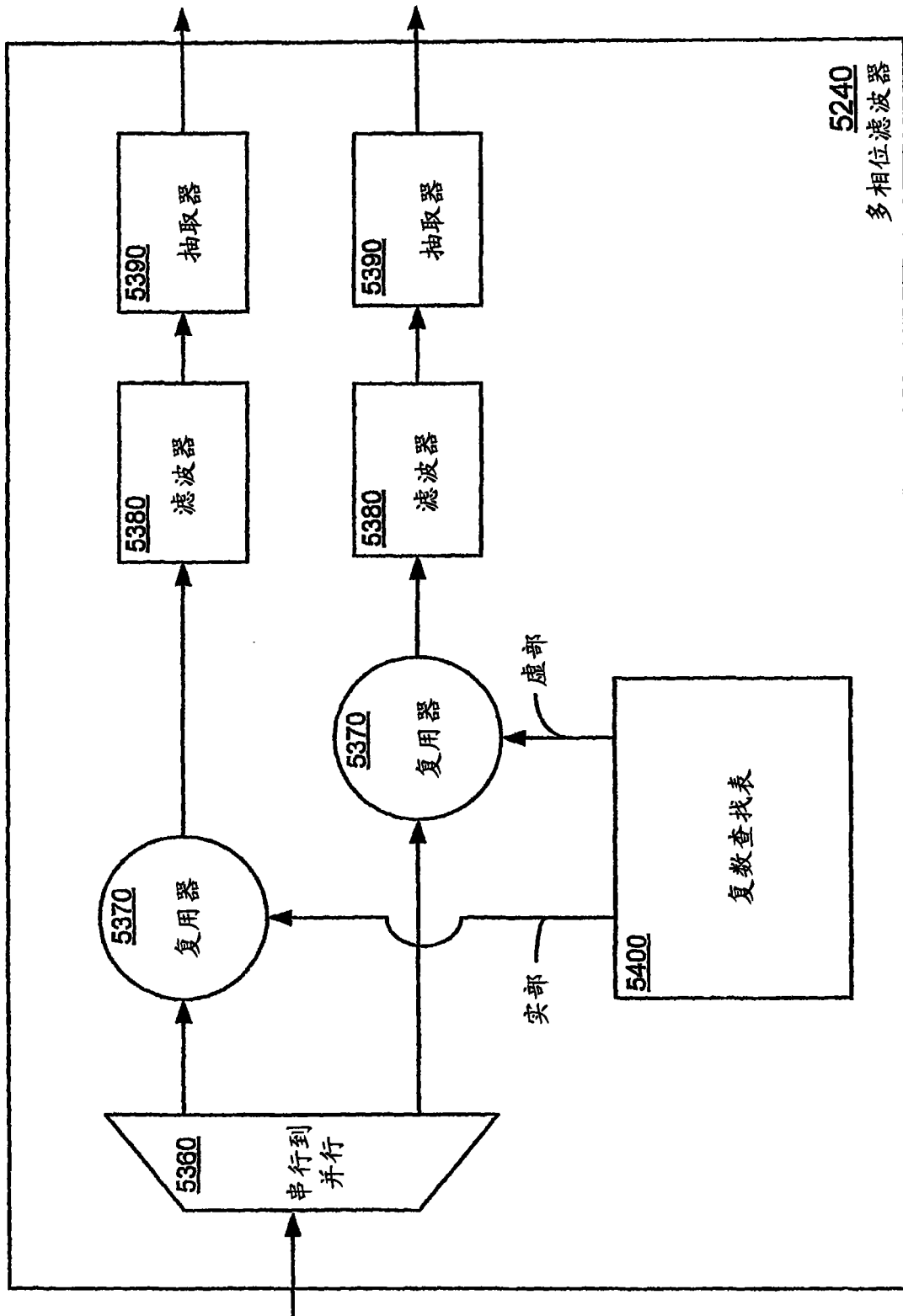


图 37

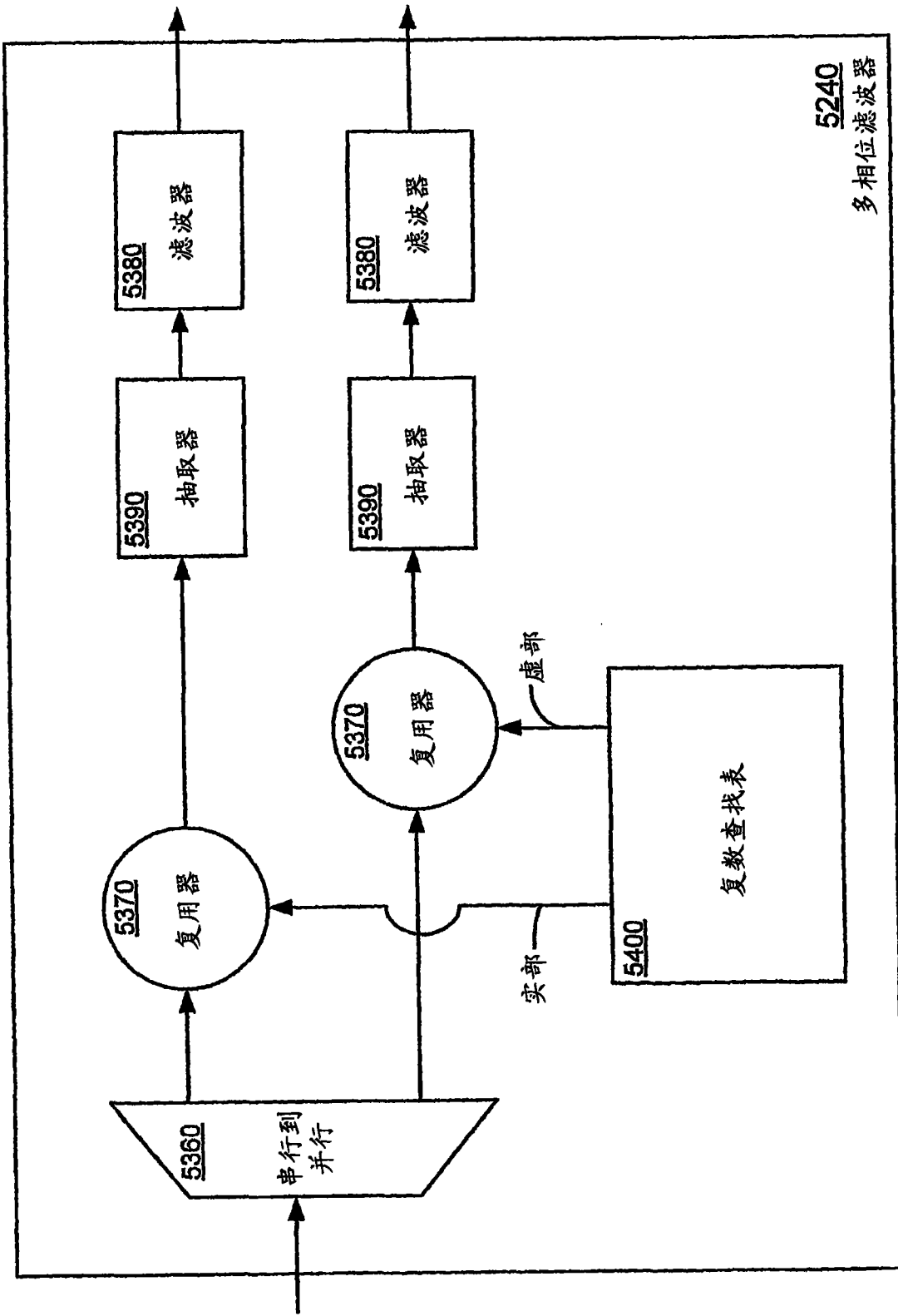


图 38

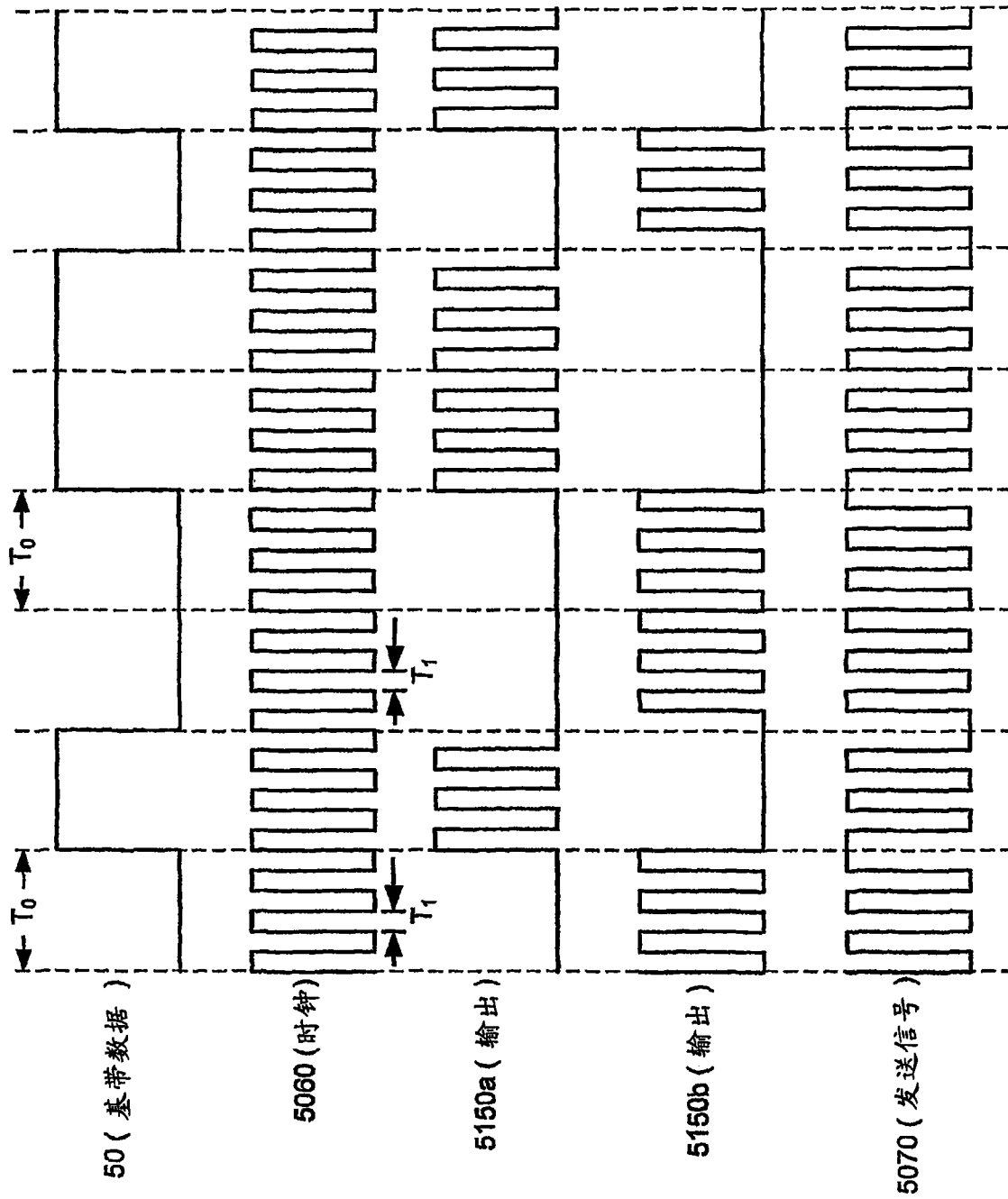


图 39

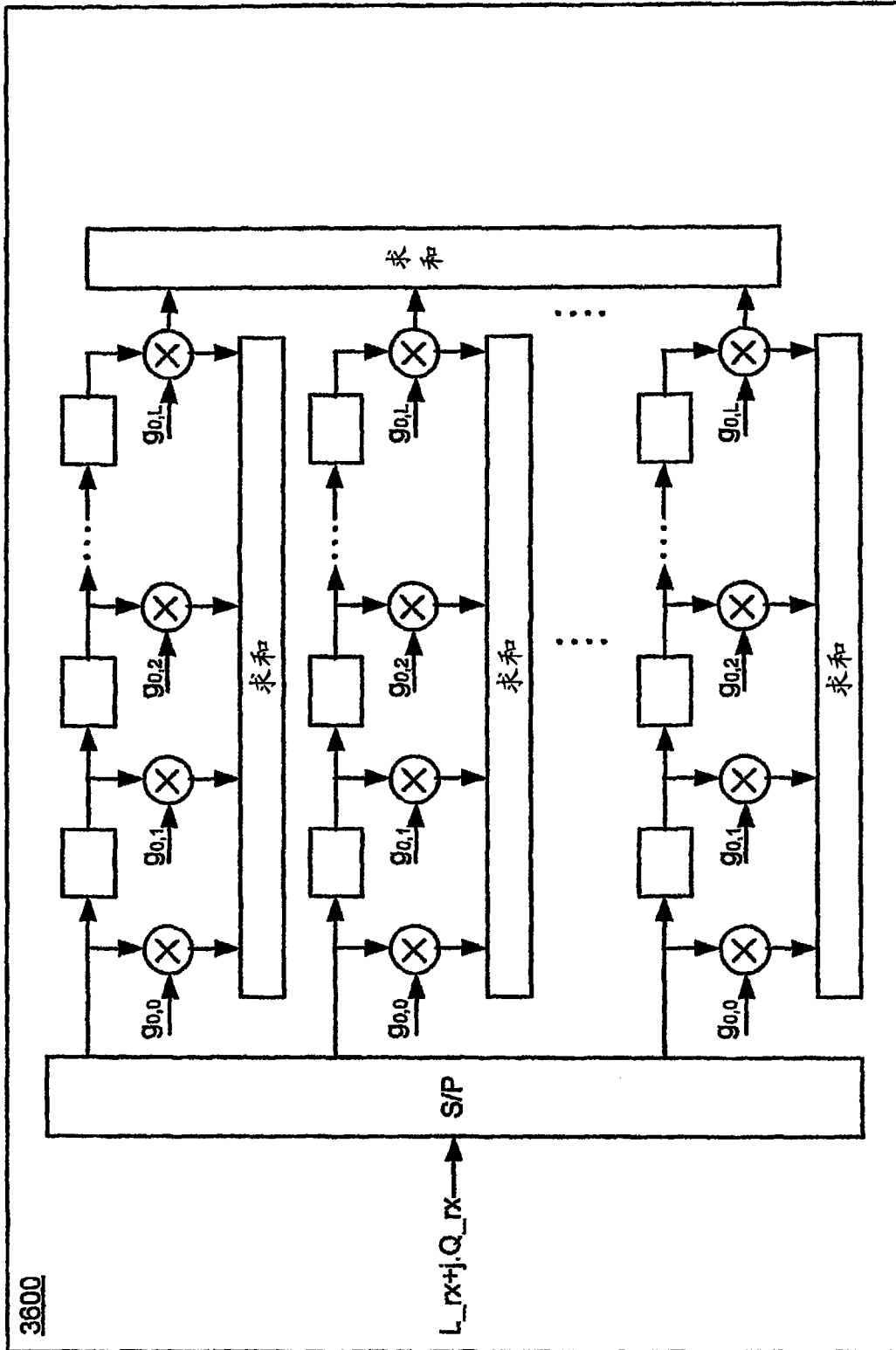


图 40

3600

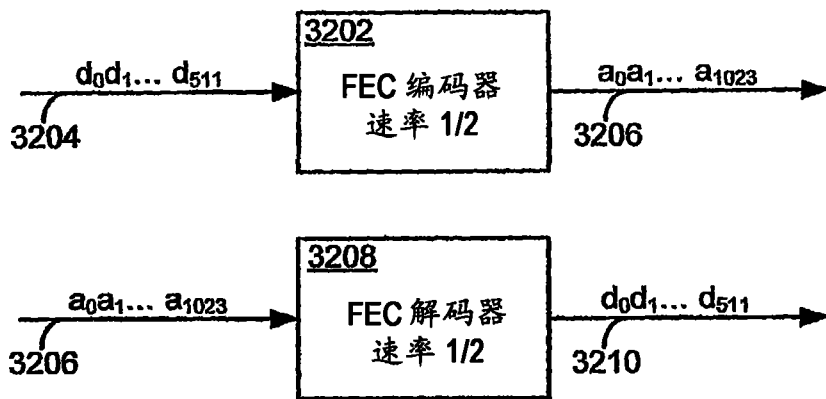


图 41

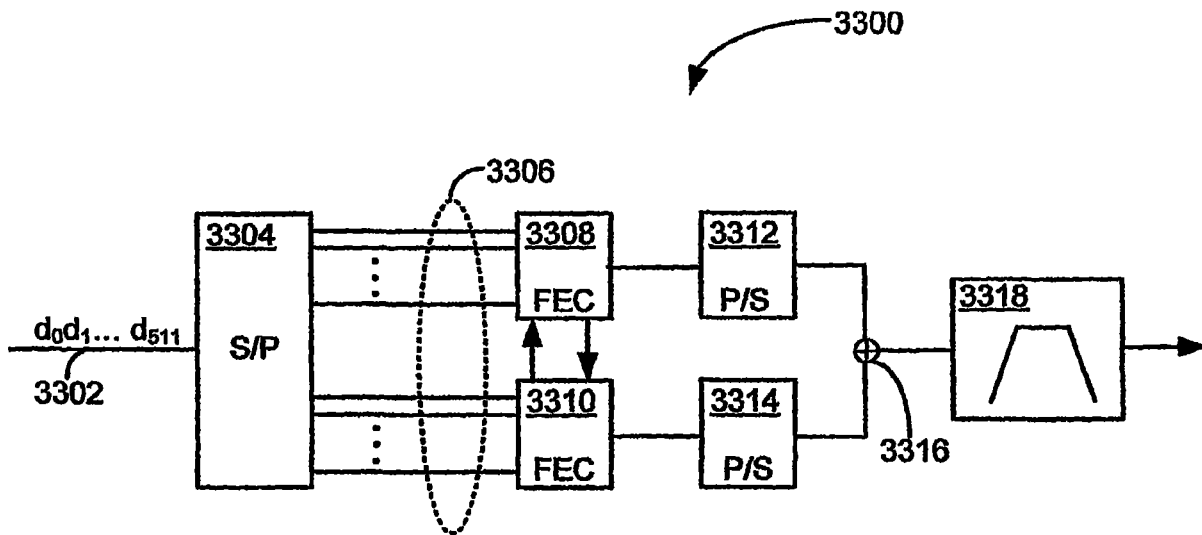


图 42

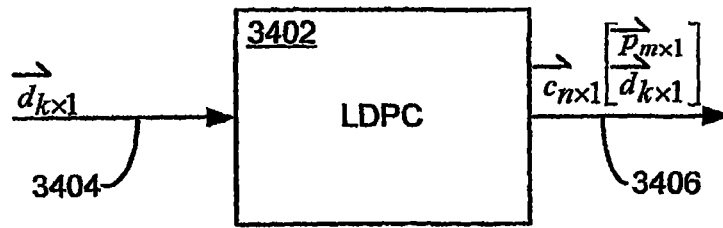


图 43

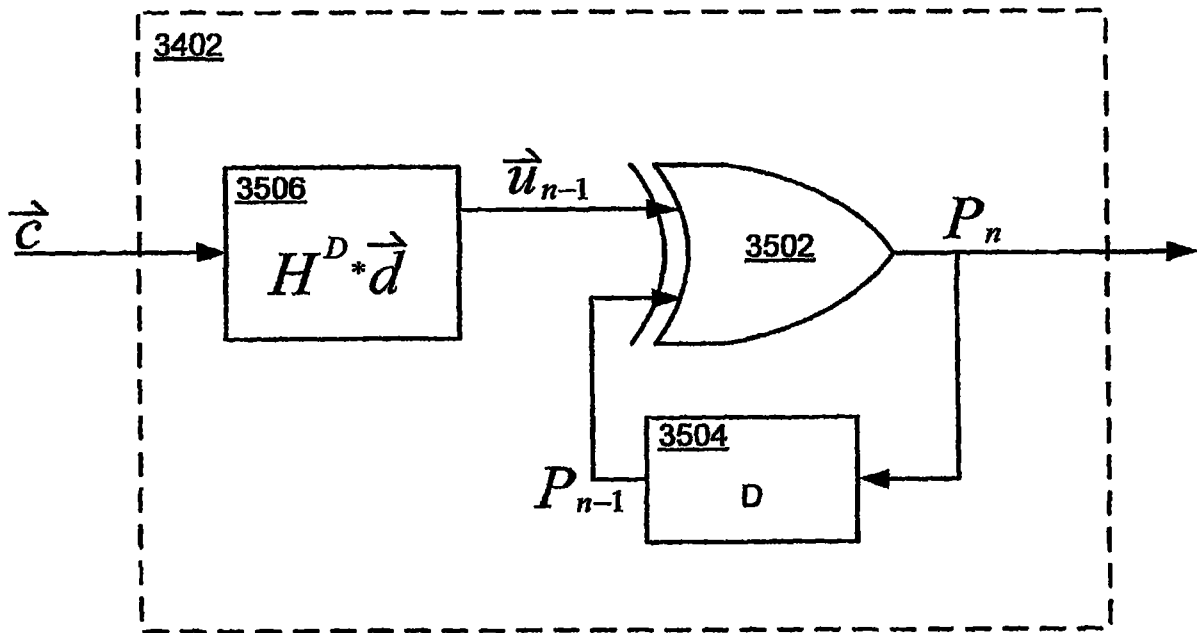


图 44

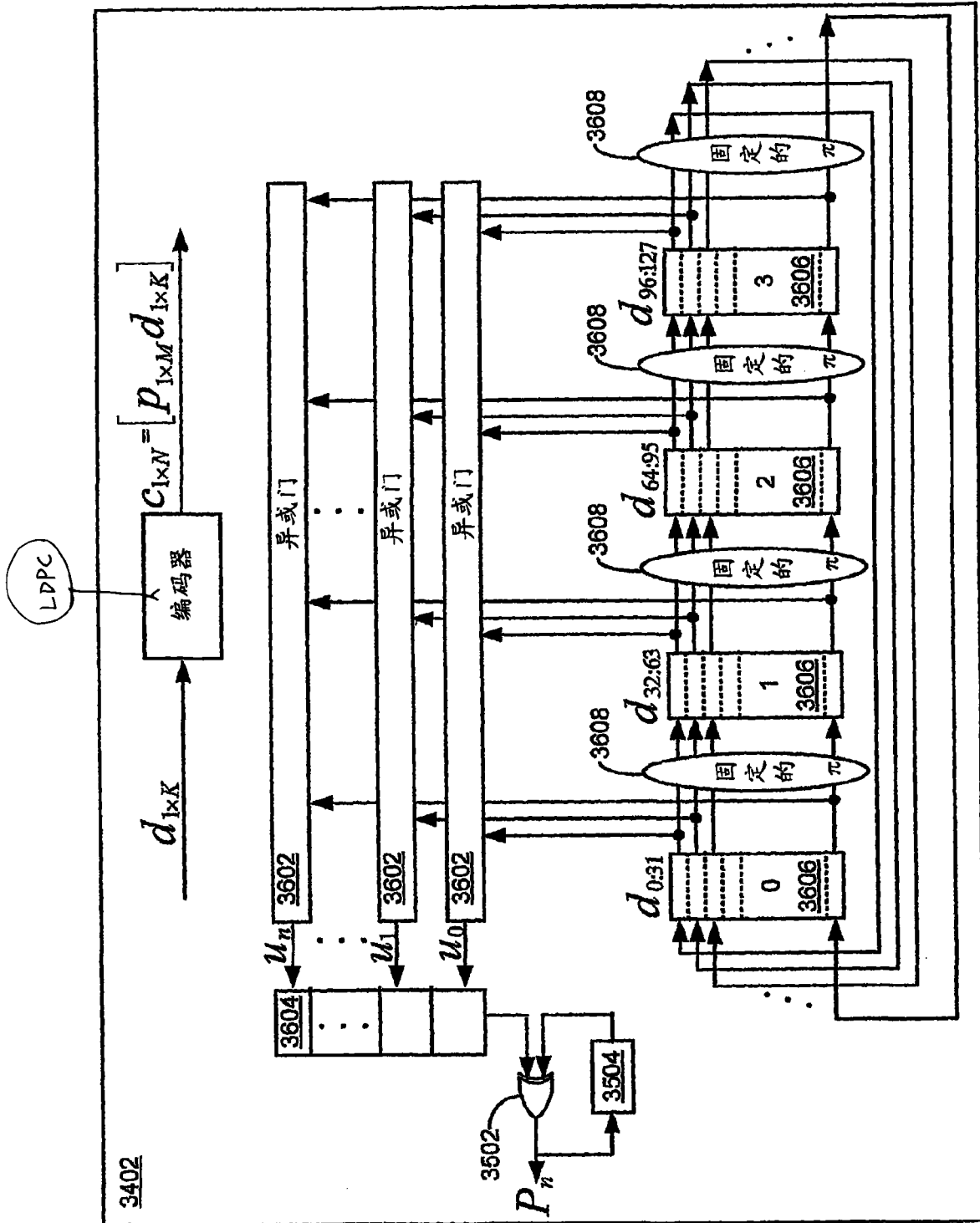


图 45

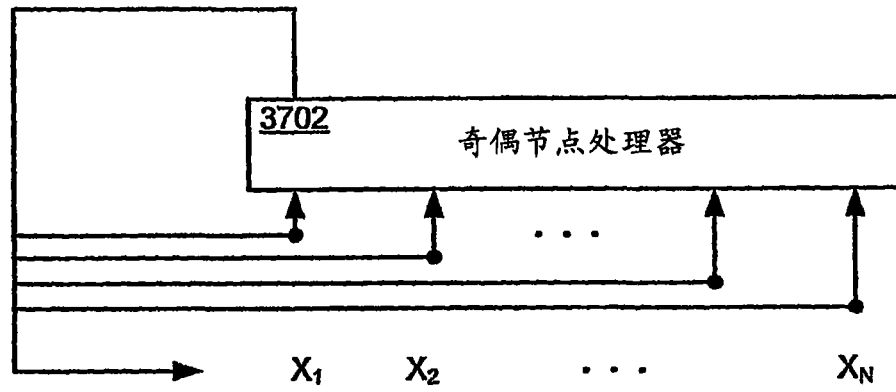


图 46

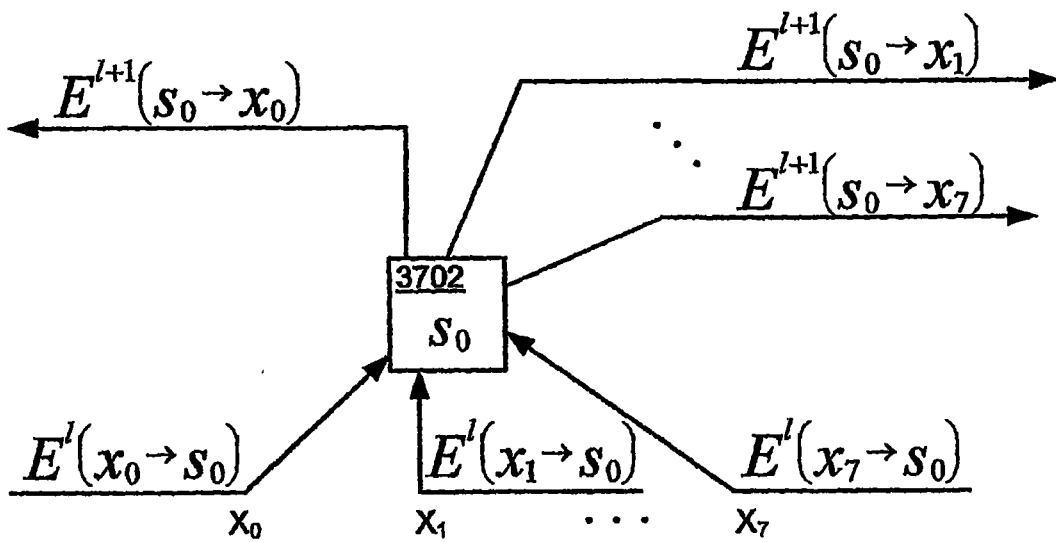


图 47

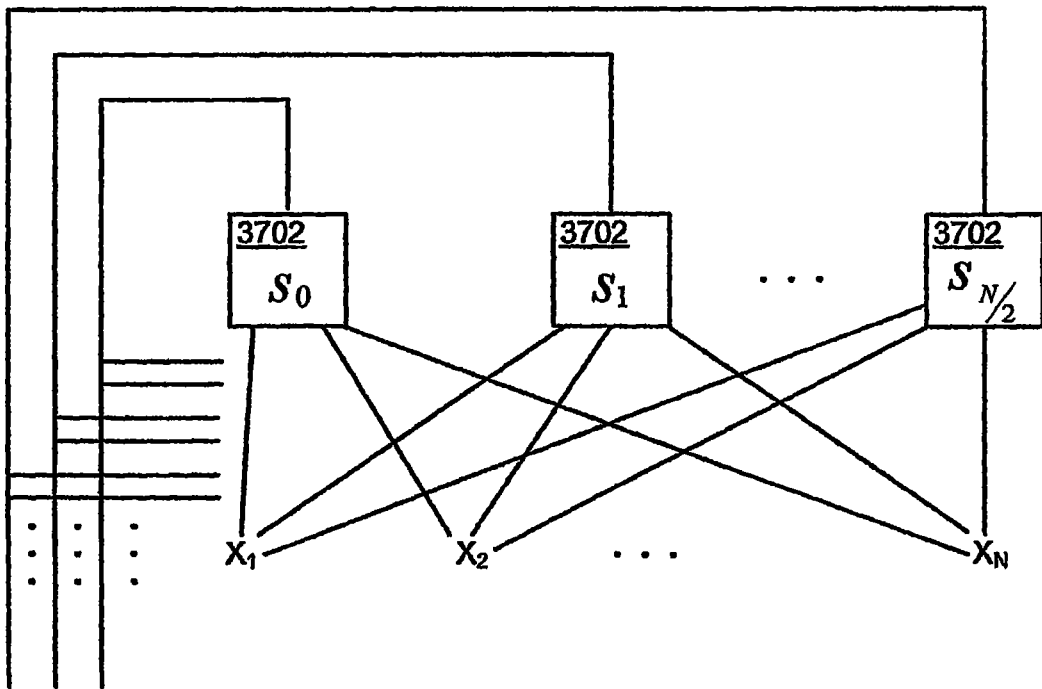


图 48

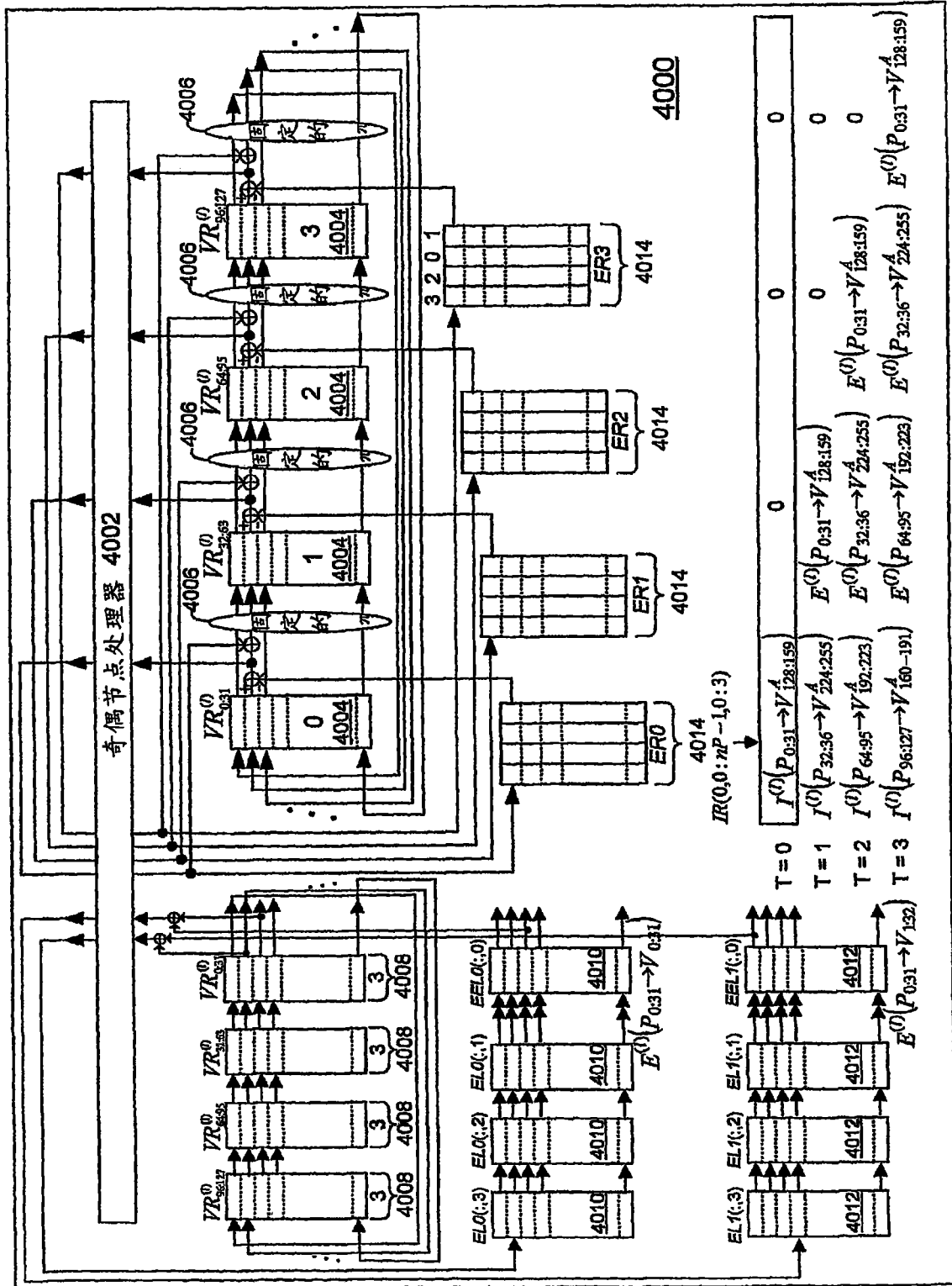


图 49