



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02805983.2

[43] 公开日 2004年5月19日

[11] 公开号 CN 1498478A

[22] 申请日 2002.1.23 [21] 申请号 02805983.2

[30] 优先权

[32] 2001. 2. 1 [33] US [31] 09/776,073

[86] 国际申请 PCT/US2002/002143 2002.1.23

[87] 国际公布 WO02/062002 英 2002.8.8

[85] 进入国家阶段日期 2003.9.4

[71] 申请人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 F·凌 N·T·辛德哈萨雅纳

J·R·沃尔顿 M·沃莱斯

I·费尔男德斯

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

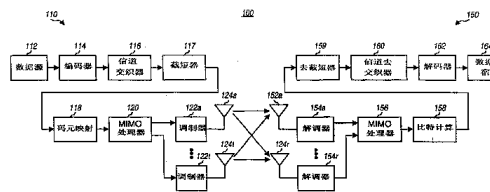
代理人 李家麟

权利要求书6页 说明书23页 附图10页

[54] 发明名称 无线通信系统的编码方案

[57] 摘要

通信系统(如, OFDM)的编码技术, 系统能够根据信道所达到的 SNR 以不同的信息比特速率在许多传输信道上发射数据。 基码与公共的或可变的截短方式一起使用, 以实现传输信道所需的不同编码率。 已编码比特可以在截短前被交织(即, 为了抵抗衰落并且去除每个调制码元内已编码比特间的相关)。 未被截短的已编码比特被分组成为非二进制码元(如, 用格雷映射)。 调制码元可以在传输前被预处理。



1. 在无线通信系统中，一种准备用于在多条传输信道上传输的数据的方法，其特征在于，每条传输信道用于发射相应的一个调制码元序列，该方法包括：

确定由每条传输信道所支持的每调制码元的信息比特数；

为每条传输信道识别一个调制方案，使得能支持所确定的每调制码元信息比特数；

至少根据所确定的每调制码元信息比特数和为传输信道识别的调制方案而确定每条传输信道的编码率，其中至少两条传输信道与不同的编码率相关联；

按照特定的编码方案对多个信息比特进行编码以提供多个已编码比特；

按照特定的截短方案截短这多个已编码比特，从而为多条传输信道提供许多未经截短的已编码比特；以及

调节截短以取得该至少两条传输信道的不同编码率。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述无线通信系统是具有多根发射天线和多根接收天线的多输入多输出(MIMO)系统。

3. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述无线通信系统是正交频率分集调制(OFDM)系统。

4. 如权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述 OFDM 通信系统被用作具有多根发射天线和多根接收天线的多输入多输出(MIMO)系统。

5. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述 OFDM 通信系统用于在多条频率子信道上发射数据，且其中每条传输信道对应于 OFDM 系统内频率子信道的一条空间子信道。

6. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述截短基于多条传输信道的传输性能。

7. 如权利要求 6 所述的方法，其特征在于，所述传输性能从为多条传输信道

导出的信道状态信息(CSI)而被确定。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述 CSI 包括多条传输信道的信噪比(SNR)信息。

9. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述 CSI 包括与从发射天线到接收天线的传输特性有关的信息。

10. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述 CSI 包括与从发射天线到接收天线的传输特性有关的本征模式信息。

11. 如权利要求 6 所述的方法, 其特征在于还包括:  
把具有相似传输性能的传输信道分组为若干分段, 且  
其中为每分段进行截短。

12. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于还包括:  
把一组已编码比特分配到每个分段, 且  
其中对被分配给每个分段的一组已编码比特进行截短。

13. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于, 每分段包括具有在特定 SNR 范围内的 SNR 的传输信道。

14. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述编码通过 Turbo 编码来获得。

15. 如权利要求 14 所述的方法, 其特征在于, 所述编码提供多个信息比特的多个尾部和奇偶校验比特, 且其中所述截短在这多个尾部和奇偶校验比特上进行。

16. 如权利要求 14 所述的方法, 其特征在于, 进行所述截短, 使得未经截短的尾部和奇偶校验比特均匀地分布在多个信息比特上。

17. 如权利要求 14 所述的方法，其特征在于，所述 Turbo 码包括用于提供两个尾部和奇偶校验比特流两个组成码，且其中进行所述截短，使得从两个尾部和奇偶校验比特流中删除大致相等数目的尾部和奇偶校验比特。

18. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，每条传输信道的编码率被选择为在  $n/(n+1)$  和  $n/(n+2)$  之间且包括两端，其中  $n$  是由传输信道所支持的每调制码元的信息比特数。

19. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，每条传输信道的编码速率为  $1/2$  或更高。

20. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述编码通过卷积码来取得。

21. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述编码通过分组码来取得。

22. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：  
插入填充比特来填充多条传输信道中可用但未经填充的比特位置。

23. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：  
重复至少某些已编码比特来填充多条传输信道中可用但未经填充的比特位置。

24. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：  
交织多个已编码比特。

25. 如权利要求 24 所述的方法，其特征在于，所述截短在经交织的已编码比特上进行。

26. 如权利要求 24 所述的方法，其特征在于，所述编码通过包括两个组成码的 Turbo 码来取得，且其中分开地交织多个信息比特、来自第一组成码的多个尾部和奇偶校验比特、以及来自第二组成码的多个尾部和奇偶校验比特。

27. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：

形成多条传输信道的非二进制码元，其中每个非二进制码元包括一组未经截短的已编码比特；以及

把每个非二进制码元映射到相应的调制码元。

28. 如权利要求 27 所述的方法，其特征在于还包括：

交织多个已编码比特，且

其中从经交织的已编码比特中形成非二进制码元。

29. 如权利要求 27 所述的方法，其特征在于，所述每条传输信道的调制方案与具有多个点的相应信号星座图相关联，且其中每个调制码元代表该调制方案的信号星座图内的特定点。

30. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于，所述每个信号星座图内的多个点根据特定格雷映射方案而被分配到值。

31. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于，所述值被分配给每个信号星座图内的多个点，使得信号星座图内相邻点的值仅有一比特位置不同。

32. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于还包括：

通过重复确定每调制码元的信息比特数、识别调制方案以及确定编码率而自适应多条传输信道内的变化。

33. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，每条传输信道的调制方案支持每调制码元两个或更多已编码比特的传输。

34. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述多条传输信道上的传输针对单个接受者的接收装置。

35. 在正交频率分集调制(OFDM)通信系统中，一种准备用于在多条传输信道

上传输的数据的方法，其特征在于，每条传输信道用于发射相应的一个调制码元序列，该方法包括：

确定由每条传输信道所支持的每调制码元的信息比特数；

为每条传输信道识别一个调制方案，使得能支持所确定的每调制码元信息比特数；

至少根据所确定的每调制码元信息比特数和为传输信道识别的调制方案而确定每条传输信道的编码率，其中至少两条传输信道与不同的编码率相关联；

按照特定的 Turbo 码对多个信息比特进行编码以提供多个尾部和奇偶校验比特；

按照特定的交织方案交织这多个信息以及尾部和奇偶校验比特；

按照特定的截短方案截短这多个已交织比特，从而为多条传输信道提供一定数目的未经截短的已编码比特，其中调节所述截短以取得至少两条传输信道的不同编码率；以及

形成多条传输信道的非二进制码元，其中每个非二进制码元包括一组未经截短的已编码比特；以及

把每个非二进制码元映射为相应的调制码元。

36. 一种用于在多条传输信道上发射数据的无线通信系统，其中每条传输信道用于发射相应的一个调制码元序列，该系统的特征在于包括：

编码器，用于按照特定编码方案对多个信息比特进行编码以提供多个已编码比特，并用于按照特定截短方案截短这多个已编码比特，从而为多条传输信道提供许多未经截短的已编码比特，其中每条传输信道都能通过为该传输信道所选的特定调制方案而发射每调制码元特定的信息比特数，其中每条传输信道至少根据该传输信道所支持的每调制码元信息比特数以及它的调制方案而进一步与特定编码率相关联，其中至少两条传输信道与不同的编码率相关联，且其中所述编码器进一步用于调节截短以取得至少两条传输信道的不同编码率。

37. 如权利要求 36 所述的系统，其特征在于还包括：

信道交织器，与编码器耦合并用于交织多个已编码比特，且其中所述编码器用于截短经交织的比特。

38. 如权利要求 37 所述的系统，其特征在于还包括：

码元映射元件，与信道交织器耦合并用于形成多条传输信道的非二进制码元，并用于把每个非二进制码元映射到相应的调制码元，其中每个非二进制码元包括一组未经截短的已编码比特。

39. 如权利要求 38 所述的系统，其特征在于还包括：

信号处理器，与码元映射元件耦合并用于预处理多条传输信道的调制码元，从而实现多输入多输出(MIMO)传输。

---

## 无线通信系统的编码方案

### 背景

#### I. 领域

本发明涉及数据通信，尤其涉及用于对具有不同传输性能的多条传输信道上传输的数据进行编码的新颖、灵活且有效的编码方案。

#### II. 相关技术描述

无线通信系统被广泛采用来提供各种类型的通信，譬如话音、数据等等。这些系统可以基于码分多址(CDMA)、时分多址(TDMA)、正交频率分集调制(OFDM)或某些其它调制技术。OFDM系统可以为某些信道环境提供高性能。

在OFDM系统中，工作频带被有效地分成许多“频率子信道”、或频率箱(bin)。各子信道与其上调制数据的相应子载波相关联，并且可被视作独立的“传输信道”。一般而言，要被发送的数据(即，信息比特)用特定的编码方案来编码以产生已编码比特。对于高阶调制方案(例如，QPSK、QAM等)而言，已编码比特被分组成然后用于调制子载波的非二进制码元。

OFDM系统的频率子信道可能经受不同的链路条件(如，不同的衰落和多径效应)并且可能达到不同的信号对噪声加干扰比(SNR)。因此，为特定级别的性能而在每条子信道上发出的每调制码元信息比特数(即，信息比特率)可能随着子信道的不同而变化。此外，链路条件一般随时间变化。结果，子信道所支持的比特率也随时间变化。

频率子信道的不同传输性能加上性能的时变特性使得难以提供一种有效的编码方案，它能对所支持数量的信息比特/调制码元进行编码以提供子信道所需的已编码比特。

因此，非常期望一种高性能、有效且灵活的编码方案，它可用于对在具有不同传输性能的多个子信道上传输的数据进行编码。

### 概述

本发明的各方面提供了高效且有效的编码技术，使通信系统能根据信道所达



到的 SNR 而以不同信息比特率在许多“传输信道”上传输数据。许多编码/截短方案可用于产生所需的已编码比特(即,若使用 Turbo 码时的信息、尾部和奇偶校验比特)。在第一编码/截短方案中,特定的基码和公共截短用于所有传输信道(如,如下所述,OFDM 系统内的所有频率子信道,或带有多输入/多输出天线(MIMO)的 OFDM 系统内所有频率子信道的空间子信道)。在第二编码/截短方案中,为传输信道使用相同的基码但可变的截短。可变截短可用于为传输信道提供不同的编码率。各传输信道的编码率取决于信息比特率和为该信道所选的调制方案。

本发明的实施例提供了一种方法,用于为在通信系统,如正交频率分集调制(OFDM)系统中许多传输信道上的传输而准备数据。各传输信道用于传送相应的调制码元序列。按照该方法,确定了由各传输信道支持的每调制码元信息比特数(如,根据信道的 SNR)。然后,为各传输信道标识调制方案,以便支持所确定的每调制码元信息比特数。根据所支持的每调制码元信息比特数和所标识的调制方案,确定各传输信道的编码率。由于不同的传输性能,因此至少两条传输信道与不同的编码率相关联。

此后,一定数目的信息比特按照特定的编码方案被编码以提供一定数目的已编码比特。如果使用 Turbo 码,则为该信息比特产生一定数目的尾部和奇偶校验比特(已编码比特包括信息比特、尾部比特、以及奇偶校验比特)。已编码比特可按照特定的交织方案被交织。为了方便实现,交织可以在截短前进行。然后,已编码比特(如,如果使用 Turbo 码,则为尾部和奇偶校验比特)按照特定的截短方案被截短,从而为传输信道提供一定数目的未截短的已编码比特。截短被调节以实现传输信道所需的不同编码率。或者,截短也可在交织前进行。

然后为传输信道形成非二进制码元。各非二进制码元包括一组已交织和未截短的已编码比特,并且被映射到相应的调制码元。各非二进制码元内特定数量的已编码比特取决于信道的调制方案。如下所述,对于能在每条频率子信道的许多空间子信道上进行发射的多输入多输出(MIMO)系统而言,每条频率子信道的调制码元可以在传输前被预调节。

如下进一步详述,本发明提供了实现本发明各方面、实施例和特性的方法和系统元件。

#### 附图简述

通过下面提出的结合附图的详细描述,本发明的特征、性质和优点将变得

更加明显，附图中相同的元件具有相同的标识，其中：

图 1 是能实现本发明的各方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统图；

图 2 是用图表说明从 MIMO 系统中  $N_T$  发射天线之一的 OFDM 传输图；

图 3A 和 3B 是并行串接的卷积编码器；

图 3C 是截短器和多路复用器实施例的图，用于提供已编码比特的可变截短；

图 4A 和 4B 是两个用于产生数据传输所需的已编码比特的编码/截短方案的流程图，分别利用特定的基码但是公共且可变的截短方案；

图 5 是 16-QAM 和特定格雷(Gray)映射方案的信号星座图；

图 6 是 MIMO 处理器的实施例框图；

图 7 是能为不同传输提供不同处理的系统的实施例框图；以及

图 8 是接收系统解码部分的实施例框图。

#### 特定实施例的详细描述

图 1 是能实现本发明各个方面和实施例的多输入多输出(MIMO)通信系统 100 的图。通信系统 100 可被设计成实现这里所述的编码方案。系统 100 还可用于采用天线、频率和时间分集的组合来提高频谱效率、改进性能并且增强灵活性。提高了的频谱效率的特征在于，能在可能更好地使用可用系统带宽时发射每赫兹每秒更多比特(bps/Hz)。改进了的性能对于给定的链路信号对噪声加干扰比(SNR)可以用如较低误比特率(BER)或误帧率(FER)的定量表示。而增强了的灵活性的特征在于，能够容纳具有不同且一般全异的要求的多个用户。这些目标可以部分通过采用高性能和有效的编码方案、多载波调制、时分复用(TDM)、多发射和/或接收天线、其它技术，或它们的组合而实现。下面将进一步详细描述本发明的特性、方面和优点。

如图 1 所示，通信系统 100 包括与第二系统 150 通信的第一系统 110。在系统 110 内，数据源 112 把数据(即，信息比特)提供给编码器 114，后者按照特定的编码方案对数据进行编码。编码增加了数据传输的可靠性。然后，已编码比特被提供给信道交织器 116 并且按照特定的交织方案被交织(即，重排)。如下所述，交织为已编码比特提供了时间和频率分集，允许数据根据数据传输所用的子信道的平均 SNR 而被传送，抵抗衰落、并进一步消除用于形成每个调制码元的已编码比特间的相关。然后，经交织的比特被截短(即，删除)以提供所需的已编码比特数。下面进一步详细描述了编码、信道交织和截短过程。经截短的已编码比特接着被提供给码元映射元件 118。

在 OFDM 系统中，工作频带有效地被分成许多“频率子带”（即，频率箱）。在每个“时隙”（即，可能取决于频率子带的带宽的特定时间间隔）处，可以在每条频率子信道上发出一个“调制码元”。如下进一步所述，OFDM 系统可以工作在 MIMO 模式，其中数据传输使用了多根 ( $N_T$ ) 发射天线和多根 ( $N_R$ ) 接收天线。MIMO 信道可以被分解成  $N_C$  条独立信道，其中  $N_C \leq N_T$  且  $N_C \leq N_R$ 。  $N_C$  条独立信道的每一条也被称作 MIMO 信道的“空间子信道”，它对应于一维。在 MIMO 模式中，达到增加的维数，并且每个时隙可以在每条频率子信道的  $N_C$  条独立信道上发出  $N_C$  个调制码元。在不工作在 MIMO 模式下的 OFDM 系统中，只有一条空间子信道。每条频率子信道/空间子信道也被称作“传输信道”。下面进一步详述 MIMO 模式和空间子信道。

特定性能水平下可能为每个调制码元发射的信息比特数取决于传输信道的 SNR。对于每条传输信道而言，码元映射元件 118 把一个未经截短的已编码比特集分组，以形成该传输信道的非二进制码元。然后，该非二进制码元被映射为调制码元，后者代表用于该传输信道的所选的调制方案对应的信号星座图内的一点。比特分组和码元映射为所有的传输信道而进行，并且为数据传输所用的每个时隙而进行。然后，所有传输信道的调制码元被提供给 MIMO 处理器 120。

根据正在实现的特定“空间”分集(如果有)，MIMO 处理器 120 可以多路分解、预处理并组合接收到的调制码元。下面进一步详细描述 MIMO 处理。对应每根发射天线而言，MIMO 处理器 120 提供调制码元向量流，每个时隙一个向量。每个调制码元向量包括给定时隙下所有频率子信道的调制码元。每个调制码元向量流由相应的调制器 (MOD) 122 接收并调制，并通过相关天线 124 被发射。

在图 1 所示的实施例中，接收系统 150 包括许多接收天线 152，它们接收发射信号并把接收到的信号提供给相应的解调器 (DEMOD) 154。各解调器 154 执行与调制器 122 处的处理相反的处理。来自所有解调器 154 的已解调码元被提供给 MIMO 处理器 156 并且以与 MIMO 处理器 120 处的处理方式相反的方式被处理。然后，传输信道的接收码元被提供给比特计算单元 158，后者进行与码元映射元件 118 执行的处理相反的处理，并提供表示接收比特的值。然后，由去截短器 159 为系统 110 处截去的已编码比特插入删除标记(如，零值指示符)。然后，经去截短的值由信道交织器 160 进行去交织，并进一步由解码器 162 进行解码，从而产生已解码比特，然后将其提供给数据宿 164。信道去交织、去截短和解码与发射机处执行的信道交织、截短和编码相反。

图 2 用图表说明了来自 MIMO 系统中  $N_T$  根发射天线之一的 OFDM 传输。在图 2

中，横轴表示时间，纵轴表示频率。在该特定示例中，传输信道包括 16 条频率子信道并且用于发射 OFDM 码元序列，每个 OFDM 码元覆盖所有 16 条频率子信道。也说明了时分复用(TDM)结构，其中数据传输被分成若干时隙，每个时隙具有特定的持续时间。##对于图 2 所示的特定示例而言，时隙 1 处的调制码元对应于导频数据，导频数据可被周期性地发射以辅助接收机单元同步并进行信道估计。也可以使用在时间和频率上分布导频数据的其它技术。导频调制码元的传输一般以特定速率发生，通常选择该速率足够快以允许准确地跟踪通信链路中的变化。

未用于导频传输的时隙可以用来发射各类数据。例如，频率子信道 1 和 2 可以留待将控制和广播数据发射到接收机单元。这些子信道上的数据一般要被所有接收机单元所接收。然而，控制信道上的某些消息可能是用户特定的，并可能被相应地编码。

话音数据和分组数据可能在剩余的频率子信道中被发射。对于所示示例，时隙 2 至 9 处的子信道 3 用于话音呼叫 1，时隙 2 至 9 处的子信道 4 用于话音呼叫 2，时隙 5 至 9 处的子信道 5 用于话音呼叫 3，时隙 7 至 9 处的子信道 6 用于话音呼叫 5。

剩余可用的频率子信道和时隙可用于传输话务数据。特定的数据传输可能发生在多个子信道和/或多个时隙上，且多个数据传输可能发生在任一特定时隙内。数据传输也可能发生在不连续的时隙上。

在图 2 所示示例中，数据 1 传输使用时隙 2 处的子信道 5 至 16 以及时隙 7 处的子信道 7 至 16，数据 2 传输使用时隙 3 和 4 处的子信道 5 至 16 以及时隙 5 处的子信道 6 至 16，数据 3 传输使用时隙 6 处的子信道 6 至 16，数据 4 传输使用时隙 8 处的子信道 7 至 16，数据 5 传输使用时隙 9 处的子信道 7 至 11，而数据 6 传输使用时隙 9 处的子信道 12 至 16。数据 1 至 6 传输能代表话务数据到一个或多个接收机单元的传输。

为了提供传输灵活性并达到高性能和效率，每根发射天线在各时隙处的每条频率子信道都能被视作独立的传输单元(一个调制码元)，它可以用来发射任意类型的数据，譬如导频、信令、广播、话音、话务数据、某些其它数据类型、以及它们的组合。如下所述，通过进一步允许调制码元间的独立性，可以进一步达到灵活性、性能和效率。例如，每个调制码元可以从一个调制方案(如，M-PSK、M-QAM 或某些其它方案)中产生，这导致在该特定时间、频率和空间处的资源的最好利用。

## MIMO 系统

在陆地通信系统(如,蜂窝系统、广播系统、多信道多点分发系统(MMDS)及其它)中,来自发射机单元的 RF 已调信号可以通过许多传输路径到达接收机单元。传输路径的特性由于许多因素一般随时间变化。如果使用了不止一根发射或接收天线,并且如果发射和接收天线间的传输路径是线性独立的(即,一个传输并不作为其它传输的线性组合而形成),这一般至少在某种程度上是真的,于是当天线数目增加时,正确接收发射信号的似然率也增加。一般而言,随着发射和接收天线数目的增加,分集也增加,且性能得到改进。

诸如图 1 所示的 MIMO 通信系统在通信链路的发射和接收端都采用天线。这些发射和接收天线可以用来提供各种形式的“空间分集”,包括“发射”分集和“接收”分集。空间分集的特征在于使用了多根发射天线以及一根或多根接收天线。发射分集的特征在于在多根发射天线上传输数据。一般而言,为了达到期望分集而在从发射天线发出的数据上进行附加处理。例如,从不同发射天线发出的数据可能被延时或者在时间上重排、在跨过可用的发射天线上被编码和交织、等等。接收分集的特征在于在多根接收天线上接收发射信号,分集通过简单地经由不同信号路径进行接收而实现。

空间分集可以用来改进通信链路的可靠性,增加或者不增加链路容量。这能通过经由多根天线在多条路径上发射或接收数据而实现。空间分集可以根据通信链路的特征动态地被选择,从而提供所需的性能。例如,可以为某些通信类型(如,信令)、为某些服务类型(如,话音)、为某些通信链路特性(如,低 SNR)或为某些其它条件或考虑而提供较高级别的空间分集。

为了获得期望分集可以从多根天线和/或多个频率子信道发出数据。例如,数据可以在以下几项上被发出:(1)来自一根天线的一条子信道,(2)来自多根天线的一条子信道(如,子信道 1),(3)来自所有  $N_T$  根天线的一条子信道,(4)来自一根天线的一组子信道(如,子信道 1 和 2),(5)来自多根天线的一组子信道,(6)来自所有  $N_T$  根天线的一组子信道,(7)来自一组天线的一组信道(如,在一个时隙来自天线 1 和 2 的子信道 1,在另一个时隙来自天线 2 的子信道 1 和 2,等等)。这样,可以用子信道和天线的任意组合来提供天线和频率分集。

在 MIMO 通信系统中,多输入多输出信道可被分解成一组  $N_C$  条独立的空间子信道。这种空间子信道的数且小于或等于发射天线数和接收天线数中的较小者(即,  $N_C \leq N_T$ , 且  $N_C \leq N_R$ )。如果  $H$  是在特定时间为  $N_T$  根发射天线和  $N_R$  根接收天线给出信道

响应的  $N_R \times N_T$  矩阵，而  $\underline{x}$  是信道的  $N_T$ -向量输入，则接收到的信号可表示为：

$$\underline{y} = \mathbf{H}\underline{x} + \underline{n}$$

其中  $\underline{n}$  是  $N_R$ -向量，表示噪声加上干扰。在一个实施例中，由信道矩阵与其共轭转置的乘积形成的厄密特矩阵的特征向量分解可表示为：

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^*$$

其中符号 “\*” 表示共轭转置， $\mathbf{E}$  是特征向量矩阵， $\mathbf{\Lambda}$  是特征值的对角矩阵，两个矩阵的维数均为  $N_T \times N_T$ 。

发射机用特征向量矩阵  $\mathbf{E}$  转换(即，预处理)一组  $N_T$  个调制码元  $\underline{b}$ 。从  $N_T$  根发射天线发出的调制码元可表示为：

$$\underline{x} = \mathbf{E}\underline{b}$$

对于所有天线而言，可以通过矩阵乘法操作来实现调制码元的预处理，表示如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1} & e_{N_T 2} & \dots & e_{N_T N_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{公式(1)}$$

其中  $b_1, b_2, \dots$  和  $b_{N_T}$  分别是发射天线 1, 2, ... 和  $N_T$  处特定频率子信道的调制码元，其中每个调制码元都可以用如 M-PSK、M-QAM 等来产生，如下所述；

$\mathbf{E}$  是与从发射天线到接收天线的传输特性有关的特征向量矩阵；以及

$x_1, x_2, \dots$  和  $x_{N_T}$  是经预处理的调制码元，它们可表示如下：

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}, \quad \text{以及}$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_T N_T}$$

接收到的信号表示为：

$$\underline{y} = \mathbf{H}\mathbf{E}\underline{b} + \underline{n}$$

接收机进行信道匹配滤波器操作，随后与右特征向量相乘。信道匹配滤波器操作的结果是向量  $\underline{z}$ ，它表示如下：

$$\underline{z} = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} \underline{b} + \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \underline{n} = \mathbf{\Lambda} \underline{b} + \hat{\underline{n}}$$

其中新噪声项的协方差表示如下：

$$E(\hat{\underline{n}}\hat{\underline{n}}^*) = E(\mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \underline{nn}^* \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda}$$

即，噪声分量是独立的并且方差由特征值给出。 $\underline{z}$ 的第  $i$  个分量的 SNR 是  $\lambda_i$ ， $\Lambda$  的第  $i$  个对角元素。

下面、以及在美国申请序列号 09/532491 中详细描述了 MIMO 处理的实施例，该申请题为“HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION”，于 2000 年 3 月 22 日提交，被转让给本发明的受让人并且通过引用被结合于此。

如果上述实施例中描述的 MIMO 信道中  $N_c$  条空间子信道的每一条都彼此独立，则它们又被称为特征模式。对于 MIMO 模式而言，每一条频率子信道内的每一个特征模式上可以发射一个调制码元。由于每个特征模式的 SNR 可能不同，因此每个特征模式上可能发出的比特数也可能不同。如上所述，每条频率子信道的每个特征模式又称为传输信道。

在其它实施例中，空间子信道可以不同地创建。例如，空间子信道可被定义为从一根发射机天线到所有接收机天线的传输。

如这里所使用的，MIMO 模式包括完全信道状态信息(完全 CSI)和部分 CSI 处理模式。对于完全 CSI 和部分 CSI 而言，通过空间上可分开的子信道而提供附加传输通路。如上所述，完全 CSI 处理使用特征模式。部分 CSI 不使用特征模式，并且可能涉及到把每条传输信道的 SNR(即，接收分集端口)提供给(如，通过反向链路上的反馈)发射机单元，并根据接收到的 SNR 进行相应的编码。

如本领域已知，接收机单元处可以使用许多公式来提供部分 CSI 必需的信息，包括线性和非线性形式的零强制、信道相关矩阵反转(CDMI)、以及最小均方误差(MMSE)。例如，非线性零强制(部分 CSI)MIMO 情况的 SNR 推导在 P.W. Wolniansky 等人的论文中进行描述，该论文题为“V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel”(IEEE ISSSE-98 会刊，比萨，意大利，1998 年 9 月 30 日)，它通过引用被结合于此。来自 MIMO 公式的特征值与完全 CSI 情况的特征模式的 SNR 有关。如本领域已知，非 MIMO 情况可以使用一类方法。

每条传输信道都与发射机和接收机可能都已知的 SNR 相关联。在这种情况下，可以根据相应传输信道的 SNR 确定每个调制码元的调制和编码参数。这允许有效地使用可用的频率子信道和特征模式。

表 1 列出为了各种 SNR 范围的特定性能水平(如，1%误帧率，即%FER)而在每个调制码元内被发射的信息比特数。对于每个 SNR 范围而言，表 1 还列出为了该

SNR 范围的使用而选择的特定调制方案、对于所选的调制方案可以为每个调制码元发射的已编码比特数、以及给定所支持的信息比特数/调制码元下用于获得所需已编码比特数/调制码元的编码速率。

表 1 列出每个 SNR 范围的调制方案和编码速率的组合。每条传输信道所支持的比特速率可以用编码速率和调制方案的许多种可能组合中的任一种来实现。例如，每码元一个信息比特的实现可以用(1)编码速率 1/2 和 QPSK 调制，(2)编码速率 1/3 和 8-PSK 调制，(3)编码速率 1/4 和 16-QAM，或者(4)编码速率和调制方案的某些其它组合。在表 1 中，为所列的 SNR 范围使用了 QPSK、16-QAM 和 64-QAM。也可以使用其它调制方案，如 8-PSK、32-QAM、128-QAM 等等，并且这在本发明的范围之内。

表 1

SNR 范围	信息比特数/ 码元	调制码元	已编码比特数 /码元	编码速率
1.5 - 4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4 - 6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4 - 8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35 - 10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4 - 12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3 - 14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15 - 15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55 - 17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

为了简洁，本发明的各方面是为 OFDM 系统描述的，并且在许多情况下是为工作在 MIMO 模式下的 OFDM 系统描述的。然而，这里描述的编码和处理技术一般用于各种通信系统，譬如(1)没有 MIMO 而工作的 OFDM 系统，(2)没有 OFDM 而工作的 MIMO 系统(即，根据单个频率子信道(即，单个 RF 载波)但是多条空间子信道而工作)，(3)用 OFDM 工作的 MIMO 系统，以及(4)其它。OFDM 仅仅是用于把宽带信道细分成许多正交频率子信道的一种技术。

### 编码



图 3A 是并行串接卷积编码器 114x 的实施例框图，它通常被称为 Turbo 编码器。Turbo 编码器 114x 表示图 1 中编码器 114 的前向纠错(FEC)部分的一种实现，并能对用于在一条或多条传输信道上传输的数据进行编码。

编码器 114 内的的编码可能包括纠错编码和检错编码，或者两者，它们用于增加链路的可靠性。编码可能包括，例如，循环冗余码校验(CRC)编码、卷积编码、Turbo 编码、网格(Trellis)编码、分组编码(如，Reed-Solomon 编码)、其它类型的编码、或者它们的组合。对于无线通信系统而言，最初用特定的 CRC 码对数据分组进行编码，然后 CRC 比特被附着在数据分组后。附加的开销比特也可以被附着在数据分组后，以形成格式化的数据分组，它接着用卷积或 Turbo 码进行编码。如这里所使用的，“信息比特”是指提供给卷积或 Turbo 编码器的比特，包括被发射数据比特和用于为被发射比特提供差错检测或纠正能力的比特。

如图 3A 所示，Turbo 编码器 114x 包括两个组成编码器 312a 和 312b、以及编码交织器 314。组成编码器 312a 接收信息比特  $x$  并且按照第一组成编码对其进行编码，从而产生尾部和奇偶校验比特的第一序列  $y$ 。编码交织器 314 接收信息比特并且按照特定的交织方案对其进行交织。组成编码器 312b 接收经交织的比特并且按照第二组成编码对其进行编码，从而产生尾部和奇偶校验比特的第二序列  $z$ 。来自编码器 312a 和 312b 的信息比特、尾部比特和奇偶校验比特被提供给下一个处理元件(信道交织器 116)。

图 3B 是 Turbo 编码器 114y 的实施例图，它是 Turbo 编码器 114x 的一种实现并且还能被用在图 1 的编码器 114 内。在该例中，Turbo 编码器 114y 是速率为 1/3 的编码器，它为每个信息比特  $x$  提供两个奇偶校验比特  $y$  和  $z$ 。

在图 3B 所示的实施例中，Turbo 编码器 114y 的每个组成编码器 322 实现组成编码的下列传输函数：

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix}$$

其中

$$n(D) = 1 + D + D^3 \quad \text{以及}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

也可以使用其它组成编码，这在本发明的范围之内。

每个组成编码器 322 包括许多顺序耦合的延时元件 332、许多模 2 加法器 334、以及一个开关 336。首先，延时元件 332 的状态被设为零，而开关 336 处于高端。

接着,对于数据分组内的每个信息比特而言,加法器 334a 执行信息比特与加法器 334c 的输出比特的模 2 加法,并把结果提供给延时元件 332a。加法器 334b 接收并对来自加法器 334a 以及延时元件 332a 和 332c 的比特进行模 2 加法,并提供奇偶校验比特  $y$ 。加法器 334c 对来自延时元件 332b 和 332c 的比特进行模 2 加法。

在数据分组内的所有  $N$  个信息比特都被编码之后,开关 336 移至低端并且把三个零(“0”)比特提供给组成编码器 332a。然后,组成编码器 332a 对这三个零比特进行编码并提供三个尾部系统比特和三个尾部奇偶校验比特。

对于  $N$  个信息比特的每一个分组而言,组成编码器 332a 提供  $N$  个信息比特  $x$ 、第一个三个尾部奇偶校验比特、 $N$  个奇偶校验比特  $y$ 、以及第一个三个尾部系统比特、而组成编码器 332b 提供第二个三个尾部比特、 $N$  个奇偶校验比特  $z$ 、以及最后三个尾部奇偶校验比特。对于每个分组而言,编码器 314y 提供了  $N$  个信息比特、六个尾部系统比特、来自编码器 332a 的  $N+3$  个奇偶校验比特、以及来自编码器 332b 的  $N+3$  个奇偶校验比特。

编码交织器 314 可能实现许多交织方案的任一种。在一个特定交织方案中,分组内的  $N$  个信息比特按行被写入  $2^5$  行乘  $2^n$  列的数组,其中  $n$  是使  $N \leq 2^{5+n}$  的最小整数。然后,行按照比特倒置规则被搅乱。例如,行 1(“00001”)与行 16(“10000”)交换,行 3(“00011”)与行 24(“11000”)交换,等等。然后,每行内的比特按照行特定的线性同余序列(LCS)被排列(即,被重排)。行  $k$  的 LCS 可被定义为  $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \text{模 } 2^n$ ,其中  $i=0, 1, \dots, 2^n-1$ ,  $x_k(0) = c_k$ ,而  $c_k$  是为每行所选的特定值并且进一步取决于  $n$  的值。对于每行内的排列而言,行内的第  $i$  个比特被放置在位置  $x(i)$  处。编码器 314 内的比特然后按列被读出。

上述 LCS 编码交织方案在普通转让的美国专利申请序列号 09/205511 中进一步详细描述,该申请题为“TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL SEQUENCES”,1998 年 12 月 4 日提交,还在题为“C.S0002-A-1 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems”(下面成为 cdma2000 标准)的文献中得以描述,这两者都通过引用被结合于此。

也可以使用其它编码交织器,并且这在本发明的范围之内。例如,也可以代替上述线性同余序列交织器而使用随机交织器或对称随机(S-随机)交织器。

为了简洁,数据编码特别根据 Turbo 码来描述。也可以使用其它编码方案,并且这在本发明的范围之内。例如,数据编码可以使用卷积码、分组码、由分组、卷积和/或 Turbo 码的组合组成的级联码、或某些其它编码。数据可以按照“基”

码来编码,此后的已编码比特可以根据用于发射数据的传输信道性能来被处理(如,被截短)。

### 信道交织

回过头参考图 1,来自编码器 114 的已编码比特由信道交织器 116 交织,以提供时间和频率分集抵抗有害通道效应(如,衰落)的能力。此外,由于已编码比特随后被分组在一起以形成非二进制码元,该非二进制码元然后被映射为调制码元,该交织进一步确保形成每个调制码元的已编码比特彼此不很接近(时间上)。对于静态加性白高斯噪声(AWGN)信道而言,在还采用 Turbo 编码器时信道交织较不严重,这是因为编码交织器有效地执行类似的功能。

可以为信道交织器使用各种交织方案。在一个交织方案中,每个分组的已编码比特(即,信息、尾部和奇偶校验比特)被(线性地)写入存储器的行。然后,每行内的比特可以根据下列被交换(即,被重排):(1)比特倒置规则,(2)线性同余序列(譬如上面为编码交织器所描述的),(3)随机产生的模式,(4)或者以某些其它方式产生的交换模式。行还按照特定的行交换模式而被交换。然后,经交换的已编码比特从每列被检取并被提供给截短器 117。

在一实施例中,对分组内的每个比特流单独进行信道交织。对于每个分组而言,可以用三个单独交织器对来自第一组成编码器的信息比特  $x$ 、尾部和奇偶校验比特  $y$ 、以及来自第二组成编码器的尾部和奇偶校验比特  $z$  进行交织,这三个交织器可能采用相同或不同的信道交织方案。该单独交织允许在单独比特流上进行灵活的截短。

可以选择交织间隔来提供期望的时间和频率分集。例如,特定时间段(如,10 毫秒、20 毫秒、或其它)和/或特定数量传输信道的已编码比特可能被交织。

### 截短

如上所述,对于 OFDM 通信系统而言,可能为每个调制码元发射的信息比特数取决于用于发射调制码元的传输信道的 SNR。而对于工作在 MIMO 模式下的 OFDM 系统而言,可能为每个调制码元发射的信息比特数取决于用于发射调制码元的频率子信道和空间子信道的 SNR。

按照本发明一方面,可能使用许多编码/截短方案来产生用于传输的已编码比特(即,信息、尾部和奇偶校验比特)。在第一编码/截短方案中,为所有的传输信

道应用特定的基码和公共的截短。在第二编码/截短方案中，为传输信道使用相同基码但可变的截短。可变截短取决于传输信道的 SNR。

图 4A 是用于产生数据传输所需的已编码比特的实施例流程图，它采用了基码和分共的截短方案。首先，在步骤 412 处确定每条传输信道的 SNR (即，每条频率子信道的每个特征模式)。对于不工作在 MIMO 模式下的 OFDM 系统而言，仅支持一个特征模式，从而为一条频率子信道仅确定一个 SNR。每条传输信道的 SNR 可以根据被发射导频参考或通过某些其它机制来确定。

在步骤 414 处，由每条传输信道所支持的每调制码元的信息比特数根据其 SNR 而被确定。可以使用把 SNR 范围与每个特定信息比特数/调制码元相关联的表格，譬如表 1。然而，可以使用比表 1 所示信息比特的 0.5 比特步距更好的量化。然后，在步骤 416 处，为每条传输信道选择一个调制方案，使得可以发出信息比特数/调制码元。如下面进一步详细所述，还可以考虑到其它因素 (如，编码复杂度) 而选择调制方案。

在步骤 418 处，确定对于所有传输信道在每个时隙可能发射的总信息比特数。这可以通过把为所有传输信道确定的信息比特数/调制码元相加而实现。同样，在步骤 420 处，确定对于所有传输信道在每个时隙可能发射的已编码比特总数。这可以通过为步骤 416 中所选定的每个调制方案确定已编码比特数/调制码元而实现，并且把所有传输信道的已编码比特数相加。

在步骤 422 处，步骤 418 中确定的信息比特总数用特定编码器进行编码。如果使用了 Turbo 编码器，则为了获得步骤 420 中确定的已编码比特总数，由编码器产生的尾部比特和奇偶校验比特被截短。然后在步骤 426 处，经截短的已编码比特分组成非二进制码元，它们接着被映射为传输信道的调制码元。

由于为所有传输信道使用了相同的基码和截短方案，因此第一编码/截短方案相对易于实现。每条传输信道的调制码元都表示相应于为该传输信道所选的调制方案的信号星座图内的一点。如果传输信道 SNR 的分布是广泛的，则星座图的点相对于不同信号星座图的噪声方差的距离会广泛地改变。这于是会影响系统性能。

图 4B 是用于产生数据传输所需的已编码比特的实施例流程图，它采用了相同的基码但却不可变的截短方案。首先，在步骤 432 处确定每条传输信道的 SNR。在一实施例中，从数据传输的使用中省略具有不足 SNR 的传输信道 (即，没有数据在不良传输信道上被发出)。然后，在步骤 434 处根据每条传输信道的 SNR 来确定由它所支持的每调制码元的信息比特数。接着为每条传输信道选择一个调制方案，使

得可以在步骤 436 处发出信息比特数/调制码元。图 4B 中的步骤 432、434 和 436 对应于图 4A 中的步骤 412、414 和 416。

在步骤 438 处，属于同一 SNR 范围的传输信道被分组成一个分段。或者，可以为每调制码元的信息比特数定义范围(如，范围 1 覆盖 1.0 至 1.5 信息比特/调制码元，范围 2 覆盖 1.5 至 2.0 信息比特/调制码元，等等)。在这种情况下，每调制码元的信息比特数在同一范围内的传输信道被分组成一个分段。

每个分段包括  $K_i$  条传输信道，其中  $K_i$  是任意整数一或更大。然后在步骤 440 处，确定可以在每个分段内可发出的信息比特总数和已编码的比特总数。例如，分段  $i$  可能包括  $K_i$  条传输信道，每条传输信道可能支持  $N_i$  个信息码元/调制码元以及  $P_i$  个尾部和奇偶校验比特/调制码元的传输。对于每个时隙而言，每个分段  $i$  内可能发出的信息比特总数可以计算为  $K_i \cdot N_i$ ，可能发出的尾部和奇偶校验比特总数可以计算为  $K_i \cdot P_i$ ，而已编码比特总数可以计算为  $K_i(N_i + P_i)$ 。

在步骤 442 处，所有分段在每个时隙内要发出的信息比特可以计算为  $\sum_i K_i N_i$ ，并用特定的编码器进行编码(如，如图 3B 所示的速率为 1/3 的 Turbo 编码器)。在步骤 444 处，为分段  $i$  的每条传输信道分配  $N_i$  个信息比特和  $N_i/R$  个奇偶校验和尾部比特，其中  $R$  是编码器的编码率。然后在步骤 446 处，为了获得分段的每条传输信道所需的  $P_i$  个奇偶校验和尾部比特， $N_i/R$  个奇偶校验和尾部比特被截短。在步骤 448 处，分段  $i$  的每条传输信道的  $N_i$  个信息比特和  $N_i/R$  个奇偶校验和尾部比特被映射为传输信道的调制码元。

第二编码/截短方案可能提供比第一方案改进了的性能，尤其若传输信道 SNR 的分布很广泛的话。由于可能为不同传输信道使用不同的调制方案和编码率，因此每条传输信道上发射的比特数一般在反向链路上从接收机被传送至发射机。

表 1 示出用 0.5 比特步距对信息比特数/调制码元进行的量化。如果要求每个分段(并且不是每条传输信道)支持整数个信息比特，则可能减少量化粒度(即，比 0.5 比特更好)。如果要求  $K_i \cdot N_i$  为整数，则  $K_i$  的较大整数值允许  $N_i$  的较小步距。如果允许量化在段间传递，则可能进一步减少量化粒度。例如，如果需要在分段中下舍入一比特，则如果合适的话可以在下一个分段中上舍入一比特。如果允许量化在多个时隙间传递，则还可以减少量化粒度。

为了支持 OFDM 系统(尤其是工作在 MIMO 模式下的系统)借此为传输信道实现不同的 SNR，则可以用灵活的截短方案和一公共基编码器(如，速率为 1/3 的 Turbo 编码器)一起来实现必要的编码速率。这个灵活截短方案可以用来为每个分段提供

必要的尾部和奇偶校验比特数。对于其中尾部和奇偶校验比特被截短多于被保留的高编码率而言,可以通过保留所需数量的尾部和奇偶校验比特当作它们由编码器产生、并且丢弃其它比特,从而有效地实现截短。

作为示例,分段可能包括 20 个 16-QAM 调制码元,并且具有支持传输 2.75 个信息比特/调制码元的 SNR。对于该分段而言,可能在 20 个调制码元内发出 55 个信息比特( $55=20\times 2.75$ )。每个 16-QAM 调制码元都用四个已编码比特形成,并且 20 个调制码元需要 80 个已编码比特。55 个信息比特可以用速率为 1/3 的编码器进行编码,以产生 122 个尾部和奇偶校验比特以及 55 个信息比特。为了提供该分段所需的 35 个尾部和奇偶校验比特,这 122 个尾部和奇偶校验比特可以被截短,前述 35 个比特于 55 个信息比特一起组成 80 个已编码比特。

回过头参考图 1,截短器 117 从信道交织器 116 接收经交织的信息和奇偶校验比特,截短(即,删除)某些尾部和奇偶校验比特来达到期望的编码率,并且把未被截短的信息、尾部和奇偶校验比特多路复用成已编码比特序列。信息比特(又称为系统比特)也可以与尾部和奇偶校验比特一起被截短,这在本发明的范围之内。

图 3C 是截短器 117x 的实施例图,它可以用来提供已编码比特的可变截短。截短器 117x 是图 1 中截短器 117 的一种实现。为了从由分段  $i$  的编码器产生的  $Q_i$  个尾部和奇偶校验比特中保留  $P_i$  个尾部和奇偶校验比特,截短器 117x 用一组计数器来进行截短。

在截短器 117x 内,来自 Turbo 编码器的两个组成编码器的经交织的尾部和奇偶校验比特  $y_{INT}$  和  $z_{INT}$  被提供给开关 342 的两个输入。开关 342 或把  $y_{INT}$  个尾部和奇偶校验比特或把  $z_{INT}$  个尾部和奇偶校验比特提供给线 343,这取决于来自倒换单元 348 的控制信号。开关 342 通过这两个尾部和奇偶校验比特流之间的交替确保了平均选择来自两个组成编码器的尾部和奇偶校验比特。

第一计数器 352 进行模  $Q$  加法并且在它的内容达到  $Q-1$  上以后返回。第二计数器 354 对  $Q$  个尾部和奇偶校验比特进行计数(一个个地)。对于每个分段而言,计数器 352 和 354 最初都被设为零,开关 342 处在高端,并且通过关闭开关 344 并适当地控制多路复用器而从多路复用器 346 提供第一尾部或奇偶校验比特  $y_{INT0}$ 。对于每个随后的时钟周期而言,计数器 352 按  $P$  递增,而计数器 354 按一递增。计数器 352 的值被提供给判决单元 356。如果计数器 352 经历了模  $Q$  操作(即,计数器 352 的内容循环回卷),则线 343 上的尾部或奇偶校验比特通过开关 344 被提供给多路复用器,后者然后把尾部或奇偶校验比特作为输出已编码比特来提供。每当从多路

复用器 346 提供一个尾部或奇偶校验比特时, 倒换单元 348 就使控制信号的状态倒换, 并且其它尾部和奇偶校验比特被提供给线 343。过程继续到分段内的所有  $Q_i$  个尾部和奇偶校验比特耗尽为止, 如比较单元 358 所示。

也可能使用其它截短模式, 这在本发明的范围之内。为了提供良好的性能, 要被截短的尾部和奇偶校验比特数应该在两个组成编码间平衡(即, 大致选择相等数量的  $y_{INT}$  和  $z_{INT}$  尾部和奇偶校验比特), 而未被截短的比特应该相对平均地分布在每个分段的编码块上。

在某些情况下, 信息比特数可能小于传输信道的容量。在这种情况下, 可能通过重复某些已编码比特或者通过某些其它方案, 用零填充来填充可用的且未被填充的比特位置。对于其它方案也可以减少某些发射功率。

### 格雷映射

在一个实施例中, 对于为使用所选的每个调制方案而言(如, QPSK、16-QAM、64-QAM 等等), 调制方案的信号星座图中的点用格雷映射来定义。如下进一步详细所述, 格雷映射为更可能出错的事件减少比特差错率。

图 5 是 16-QAM 和特定格雷映射方案的信号星座图。16-QAM 的信号星座图包括 16 个点, 各点与特定的 4 比特值相关联。对于格雷映射而言, 该 4 比特值与信号集内的点相关联, 使得相邻点(在水平或垂直方向上)的值仅有一位不同。离开较远的点的值有更多位不同(如, 对角方向上相邻点的值有两位不同)。

每一组四个已编码比特( $b_1b_2b_3b_4$ )被映射到与这四个已编码比特值相同值相关联的信号星座图内的特定点。例如, 四个已编码比特的值("0111")被映射到信号星座图内的点 512。然后, 该点表示这四个已编码比特的调制码元。对于 16-QAM 而言, 各调制码元表示信号星座图内 16 个点的特定一个。各调制码元可以表示为复数( $c+jd$ )并被提供给下一个处理元件(即, 图 1 中的 MIMO 处理器)。

在接收机单元处, 调制码元在噪声存在时被接收并且一般不映射到信号星座图内的确切位置。对于上例, 为已发射的已编码比特("0111")所接收到的调制码元并不映射到接收机单元处的点 512。噪声可能造成接收到的调制码元被映射到信号星座图内的另一位置。一般而言, 接收到的调制码元较可能被映射到正确位置附近的一个位置(如, "0101"、"0011"、"0110"或"1111"的点附近)。这样, 更可能的误差事件是接收到的调制码元被错误地映射到邻近正确点的一个点。并且由于信号星座图内相邻点的值仅有一位不同, 因此格雷映射为更可能的误差事件减少

了误差比特数。

图 5 示出 16-QAM 信号集的特定格雷映射方案。也可以使用其它格雷映射方案，并且它们在本发明的范围之内。其它调制方案(如，8-PSK、64-QAM 等等)的信号星座图也可以用类似或其它格雷映射方案来映射。对于某些诸如 32-QAM 和 128-QAM 这样的调制方案而言，如果完全格雷映射方案不可行，则可以使用部分格雷映射方案。同样，也可以使用不基于格雷映射的映射方案，并且这在本发明的范围之内。

### MIMO 处理

图 6 是 MIMO 处理器 120x 的实施例框图，它是图 1 内 MIMO 处理器 120 的一种实现。调制码元可以在多条频率子信道上被发射，并且可能从多根发射天线发出。当工作在 MIMO 模式时，来自各频率子信道上和各发射天线的发射代表非重复的数据。

在 MIMO 处理器 120x 内，多路分解器(DEMUX)610 接收并将调制码元多路分解成许多子信道码元流  $S_1$  至  $S_L$ ，每条用于发射码元的频率子信道有一个子信道码元流。然后，各子信道码元流被提供给相应的子信道 MIMO 处理器 612。

各子信道 MIMO 处理器 612 进一步将接收到的子信道码元流多路分解成许多(多达  $N_T$ )码元子流，每根用于发射码元的天线有一个码元子流。当 OFDM 系统工作在 MIMO 模式时，各子信道 MIMO 处理器 612 按照上述公式(1)预处理该(多达)  $N_T$  个调制码元以产生经预处理的调制码元，它们随后被发射。在 MIMO 模式中，特定发射天线的特定频率子信道的每个经预处理的调制码元代表了多达  $N_T$  根发射天线的(加权的)调制码元的线性组合。用于产生各经预处理的调制码元的这(多达)  $N_T$  个调制码元的每一个可能与不同的信号星座图相关联。

对于每个时隙而言，(多达)  $N_T$  个经预处理的调制码元可能由每个子信道 MIMO 处理器 612 产生并被提供给(多达)  $N_T$  个码元组合器 616a 至 616t。例如，分配给频率子信道 1 的子信道 MIMO 处理器 614a 可能为天线 1 至  $N_T$  的频率子信道 1 提供多达  $N_T$  个经预处理的调制码元。同样，分配给频率子信道 L 的子信道 MIMO 处理器 612l 可能为天线 1 至  $N_T$  的频率子信道 L 提供多达  $N_T$  个经预处理的调制码元。各组合器 616 接收 L 条频率子信道的经预处理的调制码元，将每个时隙的码元组合成一个调制码元向量，并将该调制码元向量提供给下一处理级(即，调制器 122)。

这样，MIMO 处理器 120x 接收并处理调制码元以提供  $N_T$  个调制码元向量  $V_1$  至



$V_T$ ，每根发射天线有一个调制码元向量。每根天线的每个时隙的  $L$  个经预处理的调制码元的集合形成维数为  $L$  的调制码元向量  $V$ 。调制码元向量  $V$  的各元素与特定频率子信道相关联，该特定频率子信道具有其上传送调制码元的唯一子载波。 $L$  个调制码元的集合都是彼此正交的。如果不工作在“纯”MIMO 模式下，则某些调制码元向量在不同发射天线的特定频率子信道上可能有重复信息。

设计子信道 MIMO 处理器 612 以提供实现完全信道状态信息(完全-CSI)的必要处理或者 MIMO 模式的部分-CSI 处理。完全 CSI 包括各频率子信道的所有发射和接收天线对之间传播路径(即，幅度和相位)的充分特性。部分 CSI 可以包括，例如，部分子信道的 SNR。CSI 处理可以根据可用的 CSI 信息以及所选的频率子信道、发射天线等而执行。CSI 处理可以选择性地和动态地被启用和禁用。例如，CSI 处理可以为特定的数据传输而被启用，为某些其它数据传输而被禁用。CSI 处理可以在某些条件下被启用，例如，当通信链路具有足够的 SNR 时。上述美国专利申请序列号 09/532491 中进一步详细描述了完全-CSI 和部分-CSI 处理。

图 6 还示出调制器 122 的实施例。来自 MIMO 处理器 120x 的调制码元向量  $V_1$  至  $V_T$  被分别提供给调制器 114a 至 114t。在图 6 所示的实施例中，各调制器 114 包括 IFFT 620、循环前缀发生器 622 和上变频器 624。

IFFT 620 用快速傅立叶逆变换(IFFT)把每个接收到的调制码元向量转换成其时域表示(被称为 OFDM 码元)。IFFT 620 可被设计成在任意数量的频率子信道(如，8、16、32 等等)上进行 IFFT。在一个实施例中，对于被转换成 OFDM 码元的每个调制码元向量而言，循环前缀发生器 622 重复 OFDM 码元的时域表示的一部分以形成特定天线的传输码元。循环前缀确保传输码元在存在多径延时扩展时保持其正交性，从而改进了抵抗有害路径效应的性能。IFFT 620 和循环前缀发生器 622 的实现是本领域已知的并且在此不再详细描述。

然后，来自每个循环前缀发生器 622 的时域表示(即，每根天线的“传输”码元)由上变频器 624 处理，被转换成模拟信号，被调制到 RF 频率，并被调节(如，放大和滤波)以产生经 RF 调制的信号，该信号然后从相应的天线 124 中发出。

由 A.C. Bingham 撰写的题为“Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come”的论文中详细描述了 OFDM 调制，该论文登载在 1990 年 5 月的 IEEE 通信杂志上，并且通过引用被结合于此。

对于不工作在 MIMO 模式的 OFDM 系统而言，可以移去或禁用 MIMO 处理器 120，调制码元可能不经过任何预处理而被分组成调制码元向量  $V$ 。该向量然后被提供给

调制器 122。对于以发射分集工作(且不在 MIMO 模式)的 OFDM 系统而言,可以移去或禁用多路分解器 614,(同一)经预处理的调制码元被提供给(多达) $N_T$ 个组合器。

如图 2 所示,系统可能发出许多不同的传输(如,话音、信令、数据、导频等等)。这些传输的每一个都可能需要不同的处理。

图 7 是能为不同传输提供不同处理的系统 110y 的实施例框图。集合输入数据包括要由系统 110y 发射的所有信息比特,它被提供给多路分解器 710。多路分解器 710 把输入数据多路分解成许多(K 个)信道数据流  $B_1$  至  $B_K$ 。各信道数据流可以对应于,如,信令信道、广播信道、话音呼叫、或话务数据传输。各信道数据流被提供给相应的编码器/信道交织器/截短器/码元映射元件 712,后者用为该信道数据流所选的特定编码方案对数据进行编码,根据特定的交织方案交织已编码的数据,截短经交织的编码比特,并把经交织的数据映射到用于发射该信道数据流的一条或多条传输信道的调制码元。

编码可以在每信道基础上(即,如图 7 所示,在每条信道数据流上)进行。然而,编码也可以在集合输入数据(如图 1 所示)上、在许多信道数据流上、在一条信道数据流的一部分上、在一组频率子信道间、在一组空间子信道间、在一组频率子信道和空间子信道间、在每条频率子信道间、在每个调制码元上、或则时间、空间和频率的某些其它单位上进行。

来自每个编码器/信道交织器/截短器/码元映射元件 712 的调制码元流可以在一条或多条频率子信道上或者通过每条频率子信道的一条或多条空间子信道上被发出。MIMO 处理器 120y 从元件 712 接收调制码元流。根据要为每个调制码元流使用的模式,MIMO 处理器 120y 可以把调制码元流多路分解成许多子信道码元流。在图 7 所示的实施例中,调制码元流  $S_1$  在一条频率子信道上被发射,而调制码元流  $S_K$  在 L 条频率子信道上被发射。每条频率子信道的调制流由相应的子信道 MIMO 处理器处理、以与图 6 所示相似的方式被多路分解和组合,以形成每根发射天线的调制码元向量。

通常,发射机单元根据说明信道传输性能的信息编码并调制每条传输信道的数据。该信息的形式一般是上述的部分—CSI 或完全 CSI。要用于数据传输的传输信道的部分或完全—CSI 一般在接收机单元处被确定并被汇报回发射机单元,后者然后用该信息对数据进行编码和调制。这里所述的技术适用于由 MIMO、OFDM 或者能支持多条并行传输信道的任意其它通信方案(如,CDMA 方案)所支持的多条并行传输信道。

### 解调和解码

图 8 是系统 150 解码部分的实施例框图。对于该实施例而言，使用 Turbo 编码器在发射前对数据进行编码。相应地使用 Turbo 解码器对接收到的调制码元进行解码。

如图 8 所示，接收到的调制码元被提供给比特对数似然比 (LLR) 计算单元 158x，后者计算组成每个调制码元的比特的 LLR。由于 Turbo 解码器工作在 LLR 上 (与比特相对)，比特 LLR 计算单元 158x 为每个接收到的已编码比特提供一个 LLR。每个接收到的已编码比特的 LLR 是接收到的已编码比特为零的概率除以接收到的已编码比特为一的概率的对数

如上所述，分组 M 个已编码比特 ( $b_1, b_2, \dots, b_M$ ) 以形成单个非二进制码元 S，它接着被映射为调制码元 T(S) (即，被解调为高阶信号星座图)。调制码元被处理、发射、接收、并被进一步处理以提供接收到的调制码元 R(S)。接收到的调制码元内已编码比特  $b_m$  的 LLR 可以如下计算：

$$\begin{aligned}
 LLR(b_m) &= \log\left(\frac{P(b_m=0)}{P(b_m=1)}\right) \\
 &= \log(P(R(S) | b_m=0)) - \log(P(R(S) | b_m=1)) \\
 &= \log\left(\sum_{T(S):b_m=0} P(R(S) | T(S))\right) - \log\left(\sum_{T(S):b_m=1} P(R(S) | T(S))\right)
 \end{aligned} \tag{公式(2)}$$

其中  $P(R(S) | b_m=0)$  是根据接收到的码元 R(S) 比特  $b_m$  为零的概率。在计算 LLR 时也可以使用近似。

然后，去截短器 159 插入编码比特已在发射机处被删除 (即，被截短) 的“删除标记”。删除标记一般值为零 (“0”)，它表示被截短的比特可能为零或为一。

从公式 (2) 可以注意到，调制码元内接收到的已编码比特的 LLR 趋向于被相关。这个相关可能通过调制前交织已编码比特而被打破。如图 1 所示，信道交织有利地对每个调制码元内的已编码比特进行去相关。

已编码比特 LLR 被提供给信道去交织器 160，并且以与在发射机处执行的信道交织相反的方式被去交织。然后，对应于所接收的信息、尾部和奇偶校验比特的经信道去交织的 LLR 被提供给 Turbo 解码器 162x。

Turbo 解码器 162x 包括加法器 810a 和 810b、解码器 812a 和 812b、编码交织

器 814、编码去交织器 816 和检测器 818。在一个实施例中，每个解码器 812 用软输入/软输出(SISO)最大后验(MAP)解码器来实现。

加法器 810a 接收并相加所接收信息比特的 LLR:  $LLR(x')$  以及来自去交织器 816 的非固有信息(它在第一次迭代时被设为零)，并且提供精炼的 LLR。精炼的 LLR 与接收到的信息比特的被检测值中的较大置信度相关联。

解码器 812a 接收来自加法器 810a 的精炼 LLR 以及来自第一组成编码器的所接收尾部和奇偶校验比特的 LLR:  $LLR(y')$ ，并且对接收到的 LLR 进行解码以产生非固有信息，表示对接收到的信息比特在概率值方面的修正。来自解码器 812a 的非固有信息由加法器 810b 与接收到的信息比特 LLR 相加，且精炼的 LLR 被存储到编码交织器 814。编码交织器 814 实现 Turbo 编码器处所用的相同编码交织(如，与图 3B 中的编码交织器 314 相同)。

解码器 812b 接收来自交织器 814 的经交织的 LLR 以及来自第二组成编码器的所接收尾部和奇偶校验比特的 LLR:  $LLR(z')$ ，并且对接收到的 LLR 进行解码以产生非固有信息，表示对接收到的信息比特在概率值方面的进一步修正。来自解码器 812b 的非固有信息被存储到编码交织器 814，后者实现与交织器 814 所用的交织方案相反的去交织方案。

对接收到的已编码比特 LLR 的解码被迭代许多次。每次迭代都为精炼的 LLR 获取较大的置信度。在完成所有解码迭代之后，最终的精炼 LLR 被提供给检测器 818，后者根据 LLR 提供接收到的信息比特的值。

除了 SISO MAP 解码器之外还可以使用其它类型的解码器，譬如实现软输出维特比算法(SOVA)的解码器。解码器的设计一般取决于发射机处所用的特定 Turbo 编码方案。

在 Steven S. Pietrobon 撰写的题为“Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder”的论文中详细描述了 Turbo 解码，该论文登载在国际卫星通信期刊上，1998 年第 16 册，23—46 页，该论文通过引用被结合于此。

### 调制方案和编码速率

每个传输信道所达到的 SNR 对于期望性能水平(如，1% FER)支持每调制码元的特定的信息比特数(即，特定的信息比特率)。该信息比特率可以由许多不同的调制方案所支持。例如，1.5 信息比特/调制码元的比特率可由 QPSK、8-PSK、16-QAM 或任何较高阶调制方案所支持。每种调制方案都能发射每调制码元特定的已编

码比特数。

根据所选的调制方案选择相应的编码速率，以便为每调制码元的信息比特数提供所需的已编码比特数。对于上例而言，QPSK、8-PSK 和 16-QAM 分别能发射每调制码元 2、3 和 4 个已编码比特。对于 1.5 信息比特/调制码元的信息比特率而言，使用编码速率 3/4、1/2 和 3/8 分别为 QPSK、8-PSK 和 16-QAM 产生所需的已编码比特数。这样，可以使用调制方案和编码速率的不同组合来支持特定的信息比特率。

在本发明的某些实施例中，“弱”二进制编码(即，高编码率)与所支持比特率的低阶调制方案一起使用。通过一系列仿真可以观察到，与较弱编码结合的较低阶调制方案比与较强编码结合的较高阶调制方案提供更好的性能。这个结果在下面得以阐述。AWGN 信道内二进制 Turbo 码的 LLR 解码度量对于 Turbo 解码算法而言接近最佳。然而，对于格雷映射的高阶调制方案而言，为每个接收到的调制码元而非为每个接收到的比特产生最佳 LLR 度量。然后，分裂码元 LLR 度量以产生二进制码解码器的 LLR 度量。某些信息在分裂过程期间丢失，且使用比特解码度量会导致非最佳的性能。较低阶调制方案对应于每码元较少比特，这可能受到较少分裂损失并因此比较高阶调制方案对应物提供更好的性能。

按照本发明的一方面，为了达到一定的频谱效率，码率在  $n/(n+1)$  到  $n/(n+2)$  之间并包括它们的编码与适当的调制方案一起使用，其中  $n$  是每调制码元的信息比特数。这个码率可以用结合可变截短方案的固定编码(如，上述码率 1/3 的 Turbo 编码)容易地达到。为了达到高编码率，尾部和奇偶校验比特可能被大大截短，未经截短的尾部和奇偶校验比特可能均匀地分布在信息比特上。

## 成帧

对于许多通信系统而言，可以方便地定义具有固定尺寸的数据分组(即，逻辑帧)。例如，系统可以定义尺寸为 1024、2048 和 4096 比特的三种不同的分组。这些所定义的数据分组简化了发射机和接收机处的某些处理。

对于 OFDM 系统而言，物理帧被定义成包括(1)OFDM 码元的整数，(2)一条或多条传输信道上的特定调制码元数，(3)或者某些其它单元。如上所述，由于通信链路的时变性，传输信道的 SNR 可能随时间而变化。因此，可能在每条传输信道的每个时隙上发射的信息比特数也可能随时间而变化，而每个物理帧内的信息比特数也会随时间而变化。

在一个实施例中，定义逻辑帧使其独立于 OFDM 码元。在该实施例中，每个逻辑帧的信息比特被编码/截短，逻辑帧的已编码比特分组并被映射为调制码元。在一个简单实现中，传输信道被顺序编号。然后，使用已编码比特在顺序次序的传输信道中形成所需的调制码元数。逻辑帧(即，数据分组)可被定义成在调制码元边界处开始并结束。在该实现中，逻辑帧可能跨越不止一个 OFDM 码元并可能越过 OFDM 码元边界。此外，每个 OFDM 码元可能包括来自多个数据分组的已编码比特。

在另一实施例中，根据物理单元定义逻辑帧。例如，逻辑帧可被定义成包括(1)一条或多条信道上的许多调制码元，(2)一个或多个 OFDM 码元，或(3)以某些其它方式定义的许多调制码元。

为高阶调制使用经截短的二进制 Turbo 编码和格雷映射(BTC-GM)提供了许多好处。BTC-GM 方案比更好但却更复杂的 Turbo 网格编码的调制(TTCM)方案更容易实现，仍然能实现与 TTCM 性能接近的性能。由于通过简单地调节可变截短而实现不同编码率的容易性，因此 BTC-GM 方案还提供了高度灵活性。BTC-GM 方案还提供了不同截短参数下的稳健性能。同样，可以使用目前可用的二进制 Turbo 解码器，它可以简化接收机的实现。然而，在某些实施例中，也可以使用其它编码方案，这在本发明的范围之内。

上述优选实施例的描述使本领域的技术人员能制造或使用本发明。这些实施例的各种修改对于本领域的技术人员来说是显而易见的，这里定义的一般原理可以被应用于其它实施例中而不使用创造能力。因此，本发明并不限于这里示出的实施例，而要符合与这里揭示的原理和新颖特征一致的最宽泛的范围。

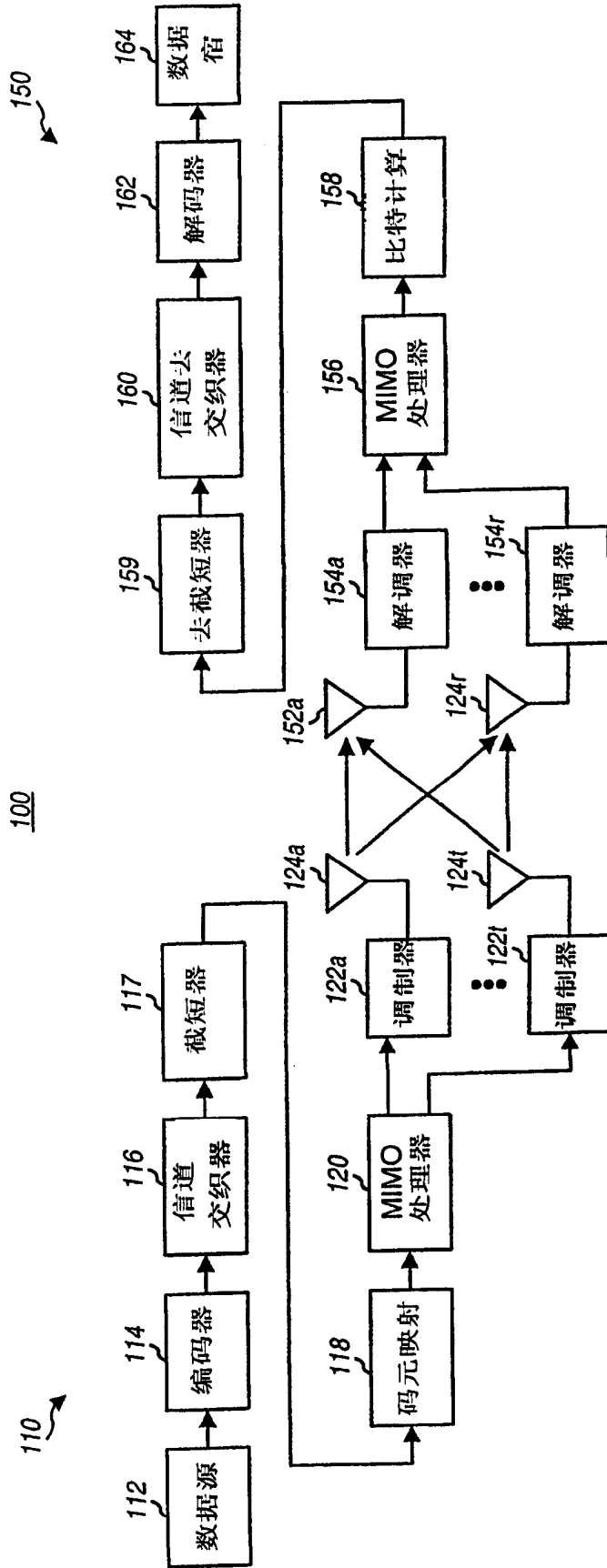


图 1

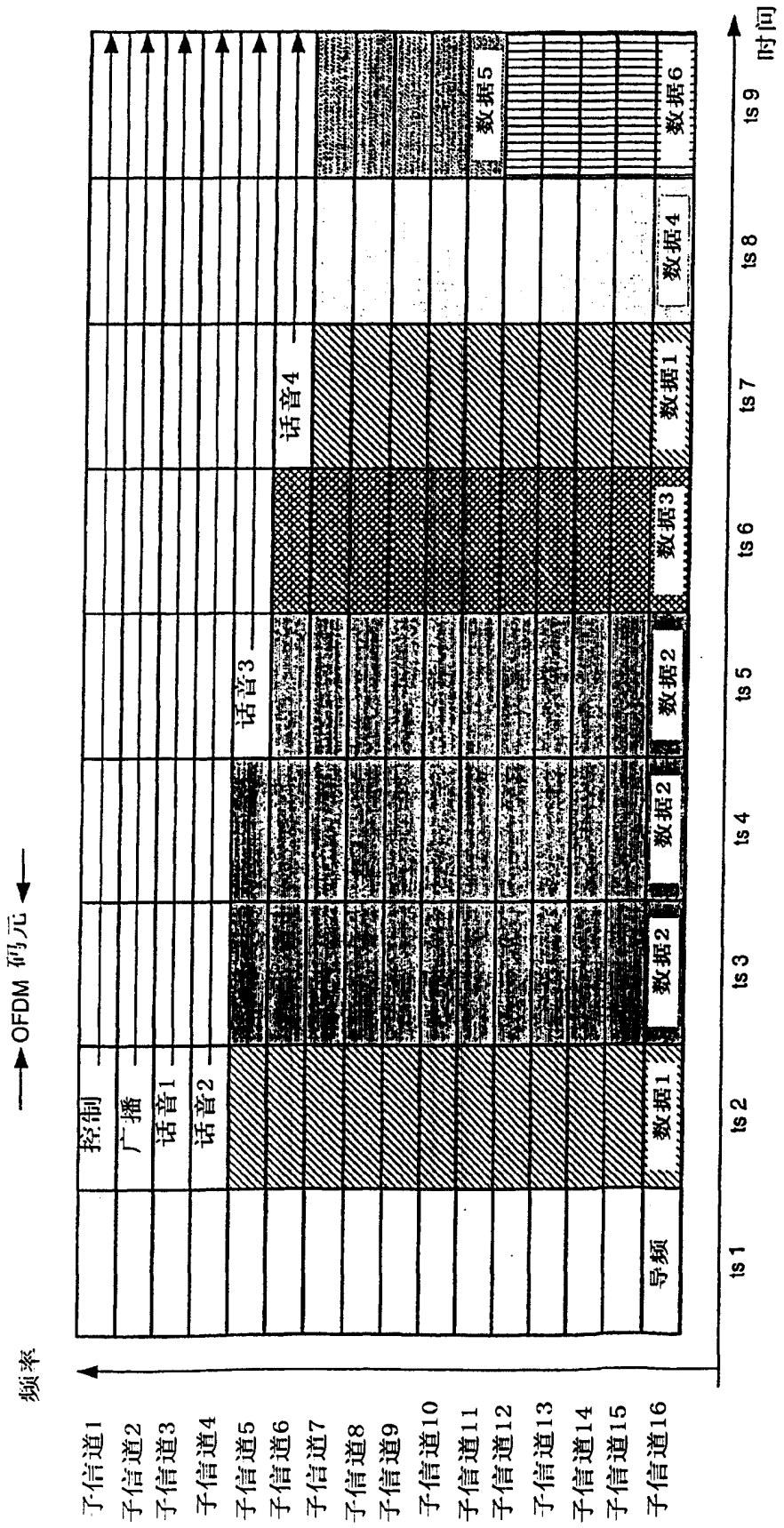


图 2



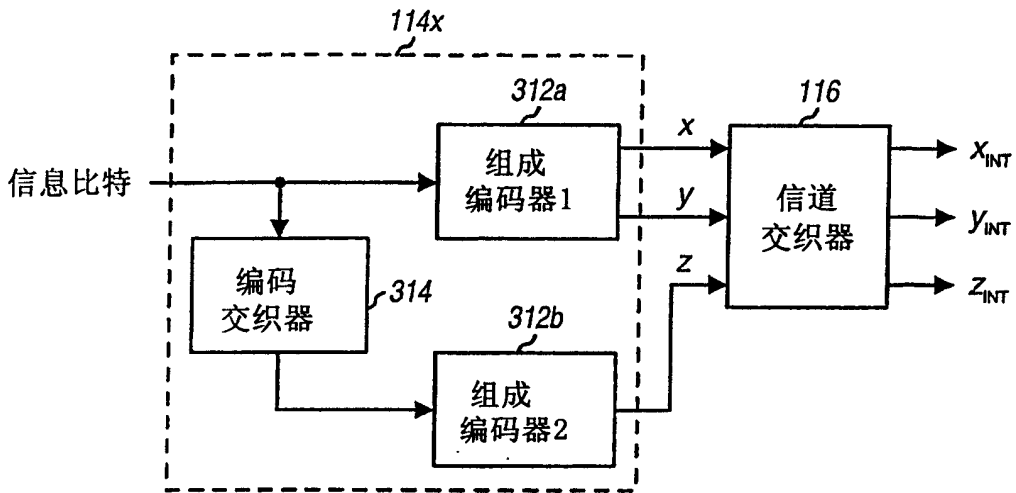


图 3A

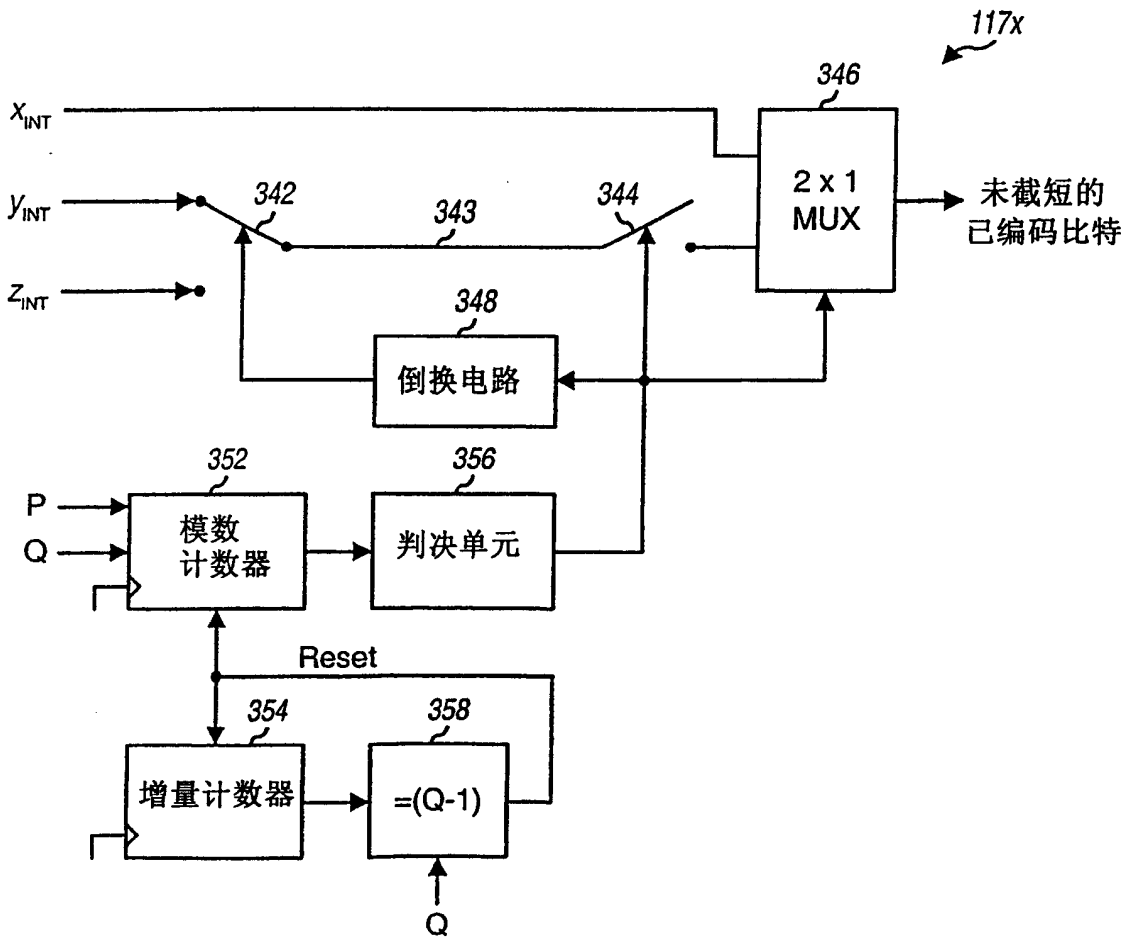


图 3C

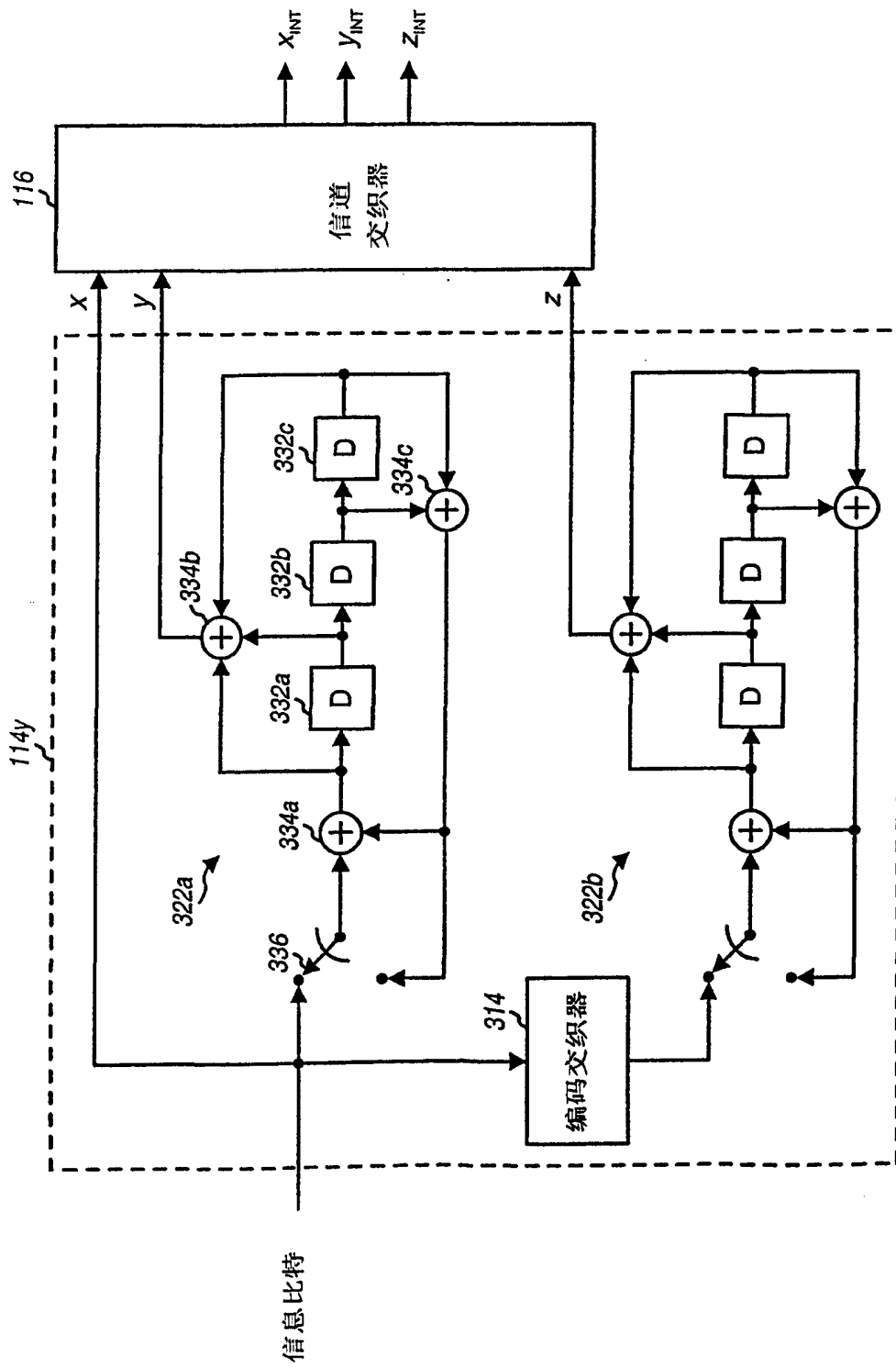


图 3B

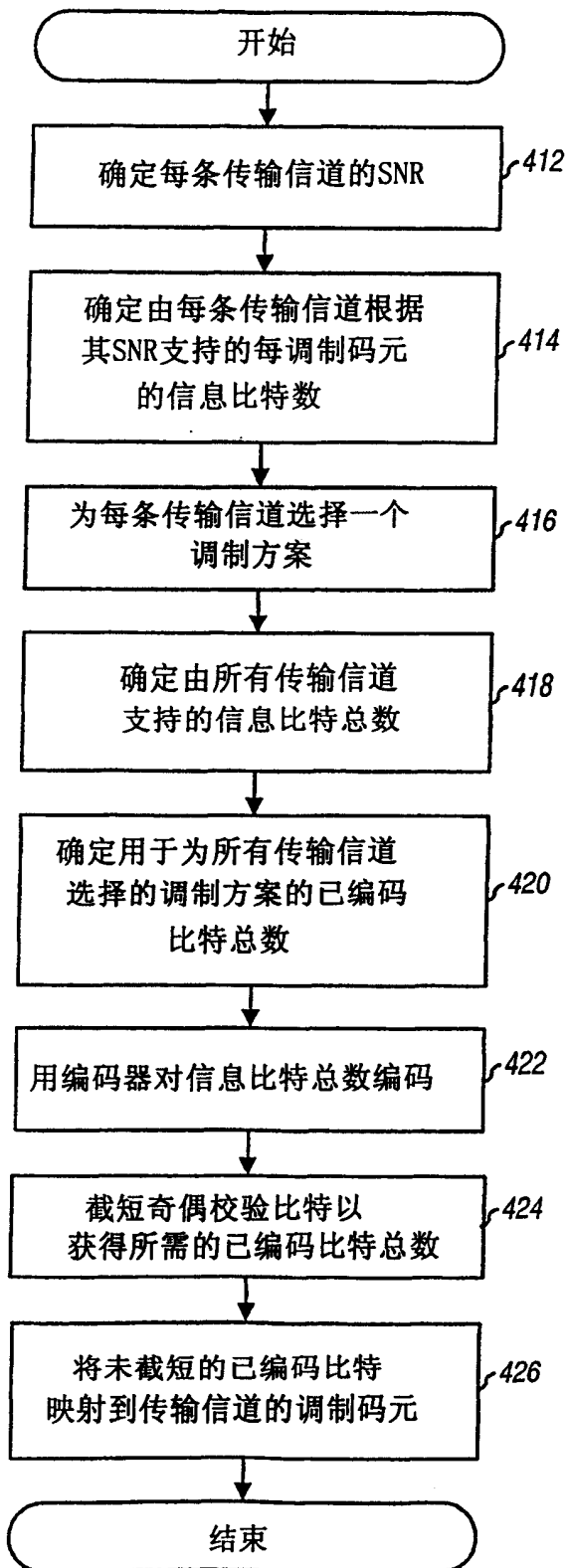


图 4A

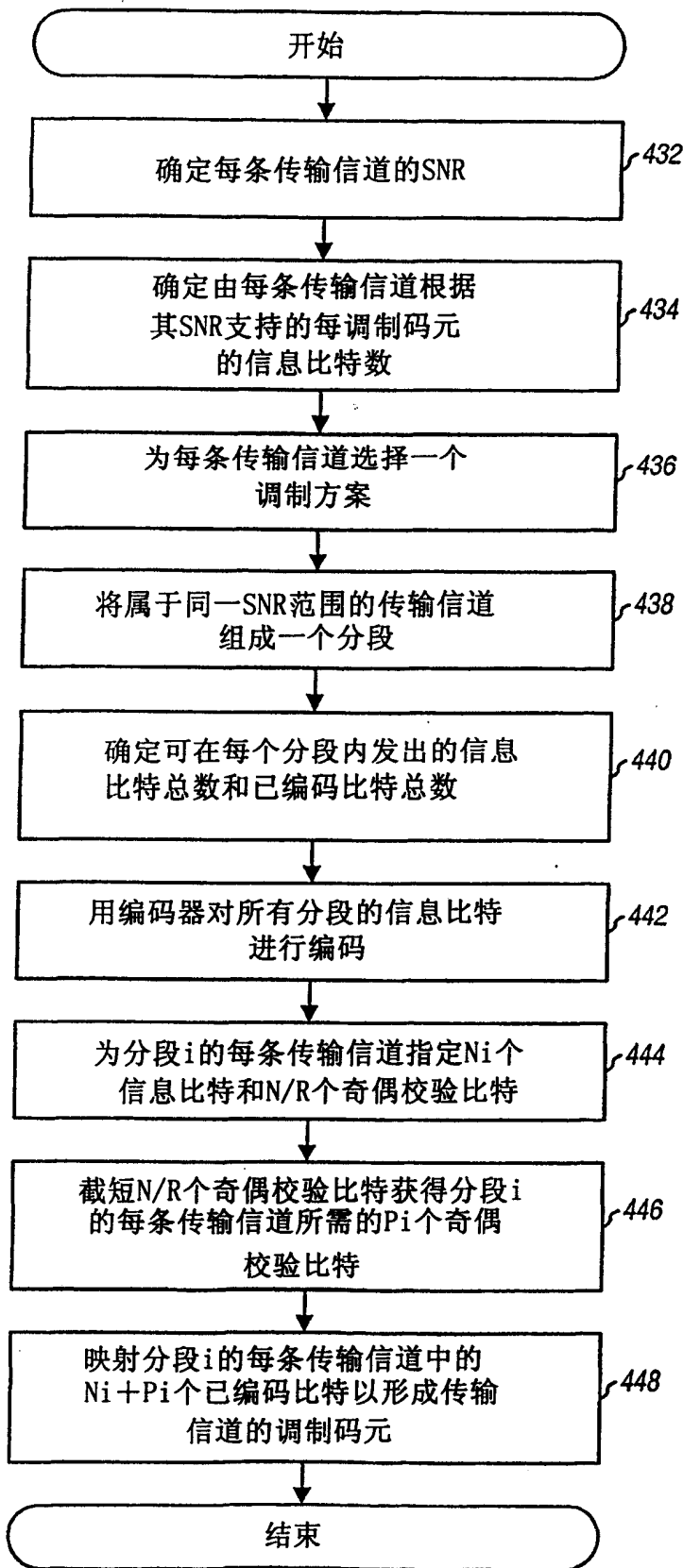


图 4B

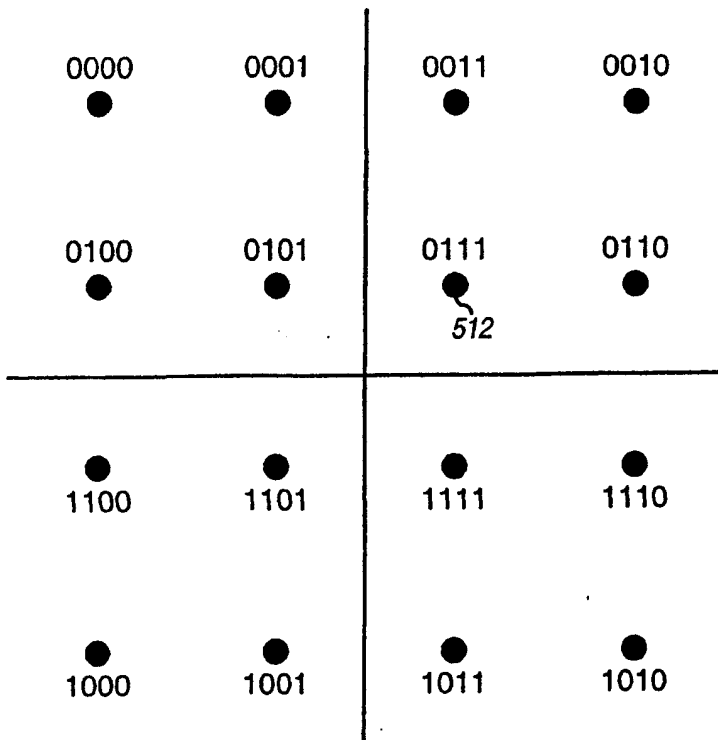


图 5

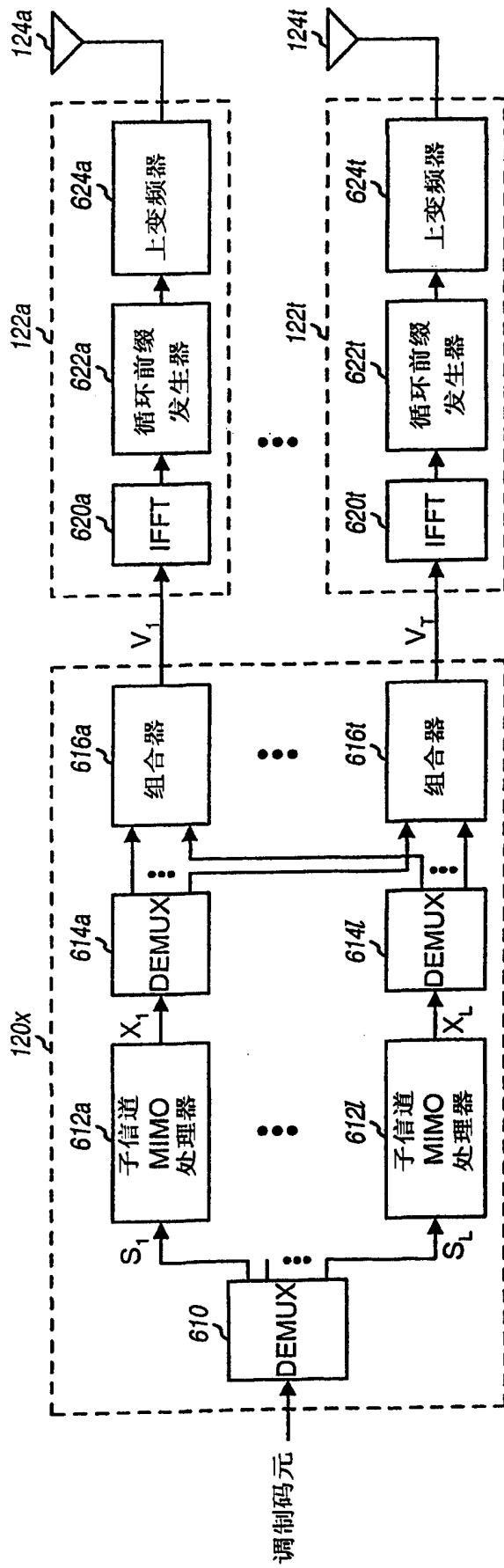


图 6

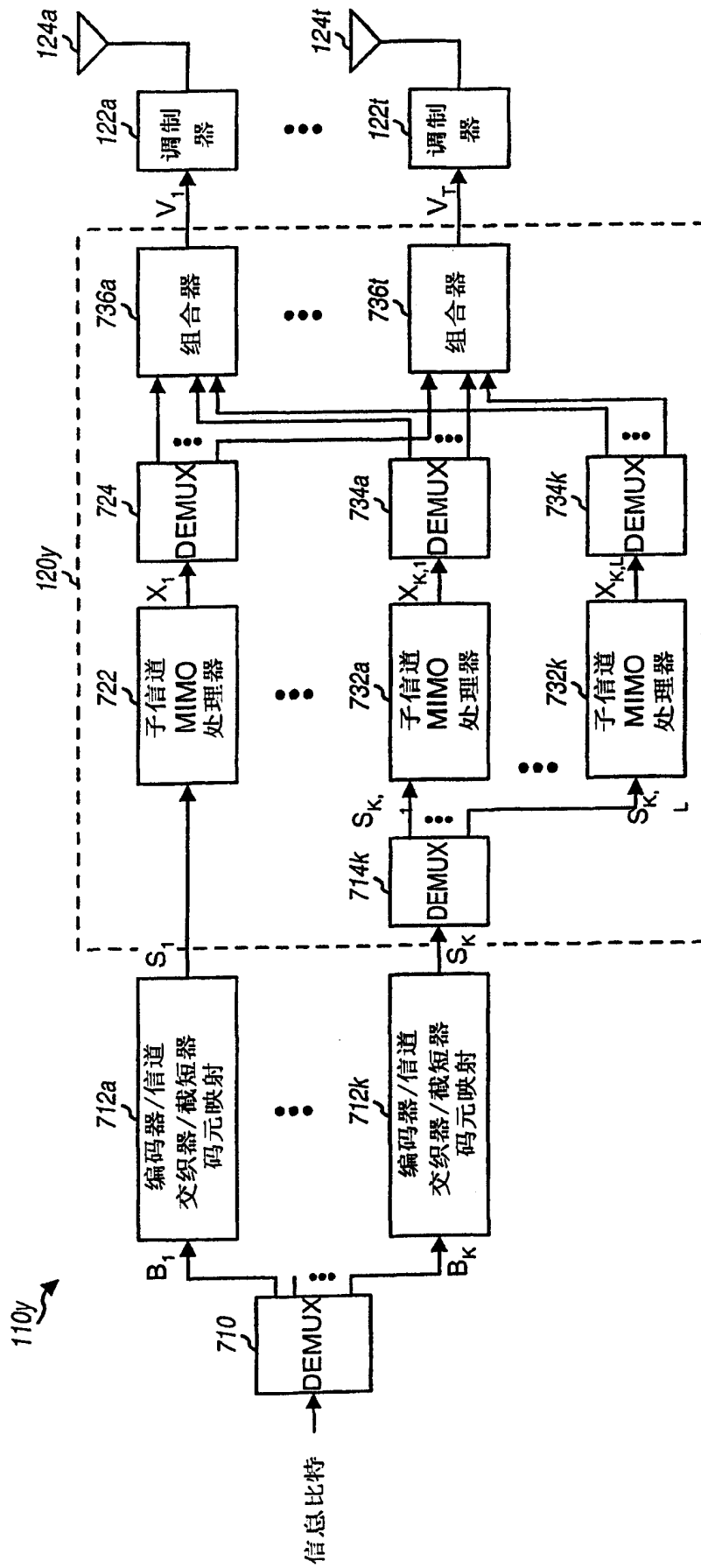


图 7

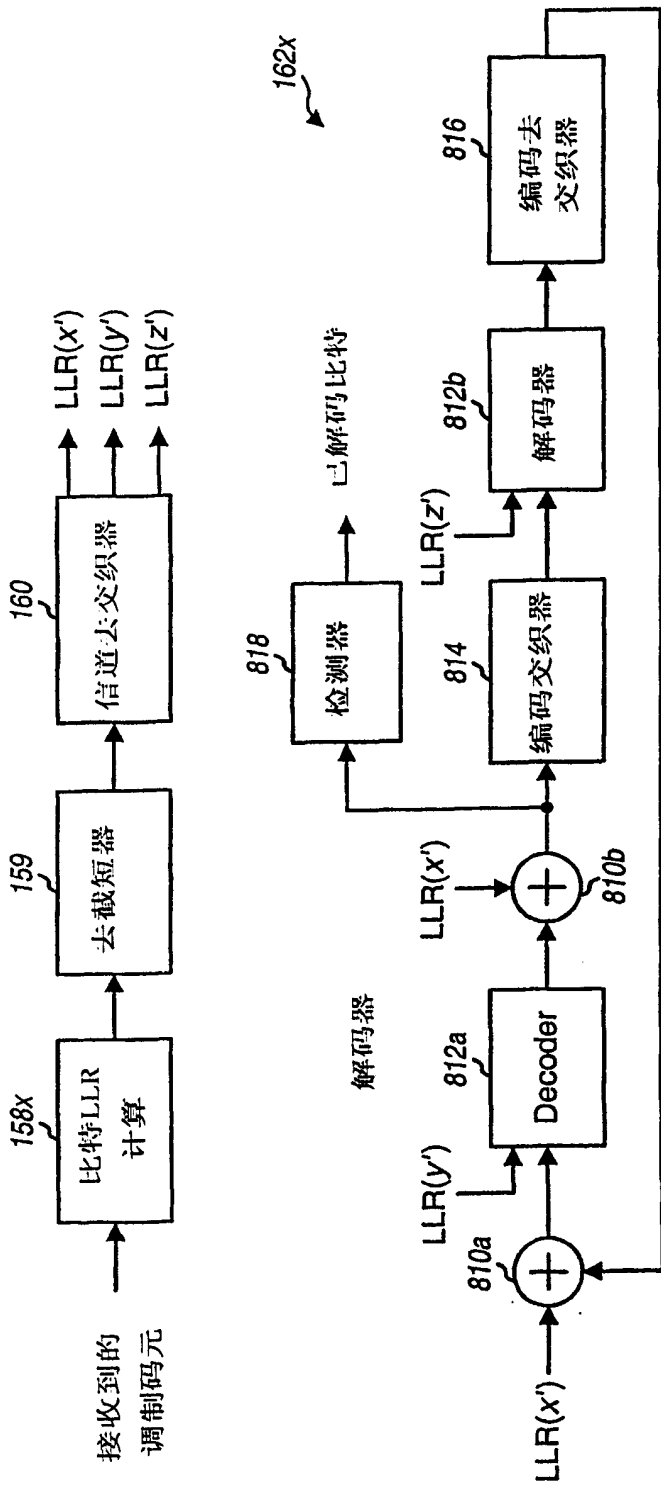


图 8