



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101005301 B

(45)授权公告日 2017.03.01

(21)申请号 200710087637.9

(22)申请日 2002.01.23

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 101005301 A

(43)申请公布日 2007.07.25

(30)优先权数据

09/776,073 2001.02.01 US

(62)分案原申请数据

02805983.2 2002.01.23

(73)专利权人 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有限公
司 31100

代理人 钱慰民

(51)Int.Cl.

H04B 7/02(2006.01)

H04L 1/02(2006.01)

H04L 1/00(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

(56)对比文件

US 5197061 A, 1993.03.23,

CN 1213232 A, 1999.04.07,

US 6005876 A, 1999.12.21,

CN 1245310 A, 2000.02.23,

US 6158041 A, 2000.12.05,

审查员 蒋玲

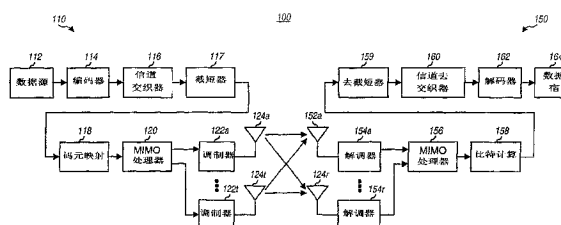
权利要求书2页 说明书18页 附图10页

(54)发明名称

无线通信系统的编码方法及系统

(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穿孔方式一起使用,以实现传输信道所需的不同编码率。已编码比特可以在穿孔前被交织(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)。未被穿孔掉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,一种用于准备在多条空间子信道上传输的数据的方法,其特征在于,每条空间子信道用于发射相应的一个调制码元序列,所述方法包括下述步骤:

确定由每条空间子信道所支持的每调制码元的信息比特数;

为每条空间子信道识别一个调制方案,以便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空间子信道识别的调制方案而确定每条空间子信道的编码率,其中至少两条空间子信道与不同的编码率相关联;

根据一特定的编码方案,对多个信息比特进行编码,从而提供多个已编码比特;

根据一特定的穿孔方案,对所述多个已编码比特进行穿孔,从而为所述多条空间子信道提供多个未被穿孔掉的已编码比特;

调节穿孔以取得该至少两条空间子信道的不同编码率。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,所述编码率被选择处于 $n/(n+1)$ 和 $n/(n+2)$ 之间且包括两端的范围内,其中 n 是被支持的每调制码元信息比特数。

3. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,每条空间子信道的编码率为 $1/2$ 或更高。

4. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括下述步骤:

插入填充比特,以填充所述多条空间子信道中可用但未经填充的比特位置。

5. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括下述步骤:

重复至少一些已编码比特,以填充所述多条空间子信道中可用但未经填充的比特位置。

6. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括下述步骤:

交织所述多个已编码比特。

7. 一种用于在多条空间子信道上发射数据的无线通信系统,其中每条空间子信道用于发射相应的一个调制码元序列,其特征在于,该系统包括:

编码器,它被构造成根据一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,并且根据一特定穿孔方案,对所述多个已编码比特进行穿孔,从而为多条空间子信道提供许多未被穿孔掉的已编码比特,其中每条空间子信道都能通过为该空间子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,其中每条空间子信道的编码率是至少根据该空间子信道所支持的每调制码元信息比特数以及该空间子信道的调制方案来确定的,其中至少两条空间子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穿孔以取得至少两条空间子信道的不同编码率;和

数据源,它与所述编码器耦合,所述数据源被构造成用于提供所述多个信息比特。

8. 如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,还包括一信道交织器,它与所述编码器耦合,并且被构造成用于交织所述多个已编码比特;且

其中所述编码器用于对未经交织的比特进行穿孔。

9. 如权利要求8所述的无线通信系统,其特征在于,还包括一码元映射元件,它与所述信道交织器耦合,并且被构造成所述多条空间子信道形成非二进制码元,以及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被穿孔掉的已编码比特。

10. 如权利要求9所述的无线通信系统,其特征在于,还包括一信号处理器,它与所述码元映射元件耦合,并且被构造成所述多条空间子信道预处理调制码元,从而实现多输入

多输出(MIMO)传输。

11.如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成将具有类似传输能力的空间子信道分成一些分段,并且对每个分段独立进行穿孔。

12.如权利要求11所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成每个分段分配一组已编码比特,并且对分配给每个分段的已编码比特组进行穿孔。

13.如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成使用Turbo码。

14.如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成所述多个信息比特提供多个尾部和奇偶校验比特,并且对所述多个尾部和奇偶校验比特进行穿孔。

15.如权利要求13所述的无线通信系统,其特征在于,所述Turbo码包括两个组成码,它们用于提供两个尾部和奇偶校验比特流。

16.如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成比特提供一编码率,所述编码率处于 $n/(n+1)$ 和 $n/(n+2)$ 之间且包括两端的范围内,其中 n 是被支持的每调制码元信息比特数。

17.如权利要求7所述的无线通信系统,其特征在于,所述编码器被进一步构造成使用 $1/2$ 或更高的编码率。

无线通信系统的编码方法及系统

[0001] 本申请是国际申请日为2002年1月23日,申请号为02805983.2、发明名称为“无线通信系统的编码方案”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 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。

背景技术

[0003] 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。

[0004] 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。

[0005] 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。

[0006] 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。

[0007] 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。

发明内容

[0008] 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/穿孔(coding/puncturing)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/穿孔方案中,特定的基码和公共穿孔用于所有传输信道(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/穿孔方案中,为传输信道使用相同的基码但可变的穿孔。可变穿孔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。

[0009] 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。

[0010] 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,交织可以在穿孔前进行。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)按照特定的穿孔方案被穿孔,从而为传输信道提供一定数目的未穿孔的已编码比特。穿孔被调节以实现传输信道所需的不同编码率。或者,穿孔也可在交织前进行。

[0011] 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穿孔的已编码比特,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。

[0012] 依照本发明的一个方面,提供了在无线通信系统中一种用于准备在多条空间子信道上传输的数据的方法,其特征在于,每条空间子信道用于发射相应的一个调制码元序列,所述方法包括下述步骤:

[0013] 确定由每条空间子信道所支持的每调制码元的信息比特数;

[0014] 为每条空间子信道识别一个调制方案,以便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空间子信道识别的调制方案而确定每条空间子信道的编码率,其中至少两条空间子信道与不同的编码率相关联;

[0015] 根据一特定的编码方案,对多个信息比特进行编码,从而提供多个已编码比特;

[0016] 根据一特定的穿孔方案,对所述多个已编码比特进行穿孔,从而为所述多条空间子信道提供多个未经穿孔的已编码比特;

[0017] 调节穿孔以取得该至少两条空间子信道的不同编码率。

[0018] 依照本发明的另一个方面,提供了一种用于在多条空间子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,其特征在于,该系统包括:

[0019] 编码器,它被构造成根据一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,并且根据一特定穿孔方案,对所述多个已编码比特进行穿孔,从而为多条空间子信道提供许多未经穿孔的已编码比特,其中每条空间子信道都能通过为该空间子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,其中每条空间子信道至少根据该空间子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,其中至少两条空间子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穿孔以取得至少两条空间子信道的不同编码率;和

[0020] 数据源,它与所述编码器耦合,所述数据源被构造成用于提供所述多个信息比特。

[0021] 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。

附图说明

[0022] 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:

[0023] 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;

[0024] 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;

[0025] 图3A和3B是并行串接的卷积编码器;

[0026] 图3C是穿孔器和多路复用器实施例的图,用于提供已编码比特的可变穿孔;

[0027] 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/穿孔方案的流程图,分别利用特定的基码但是公共且可变的穿孔方案;

[0028] 图5是16-QAM和特定格雷(Gray)映射方案的信号星座图;

[0029] 图6是MIMO处理器的实施例框图;

[0030] 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

[0031] 图8是接收系统解码部分的实施例框图。

具体实施方式

[0032] 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。

[0033] 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,经交织的比特被穿孔(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、信道交织和穿孔过程。被穿孔的已编码比特接着被提供给码元映射元件118。

[0034] 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。

[0035] 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把一个未被穿孔掉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。

[0036] 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。

[0037] 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,由去穿孔器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,经去穿孔的值由信道交织器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、去穿孔和解码与发射机处执行的信道交织、穿孔和编码相反。

[0038] 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。

[0039] 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。

[0040] 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。

[0041] 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。

[0042] 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。

[0043] 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。

[0044] MIMO系统

[0045] 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。

[0046] 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。

[0047] 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。

[0048] 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。

[0049] 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 x

是信道的 N_T -向量输入,则接收到的信号可表示为:

$$[0050] \quad \underline{y} = H\underline{x} + \underline{n}$$

[0051] 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:

$$[0052] \quad H^*H = E \Lambda E^*$$

[0053] 其中符号“*”表示共轭转置, E 是特征向量矩阵, Λ 是特征值的对角矩阵,两个矩阵的维数均为 $N_T \times N_T$ 。

[0054] 发射机用特征向量矩阵 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:

$$[0055] \quad \underline{x} = E\underline{b}$$

[0056] 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:

$$[0057] \quad \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_T} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \dots & e_{N_TN_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{公式(1)}$$

[0058] 其中 $b_1, b_2, \dots$ 和 b_{N_T} 分别是发射天线1, 2, $\dots$ 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;

[0059] 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

[0060] $x_1, x_2, \dots$ 和 x_{N_T} 是经预处理的调制码元,它们可表示如下:

$$[0061] \quad x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T},$$

$$[0062] \quad x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}, \text{以及}$$

$$[0063] \quad x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T}$$

[0064] 接收到的信号表示为:

$$[0065] \quad \underline{y} = H\underline{E}\underline{b} + \underline{n}$$

[0066] 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:

$$[0067] \quad \underline{z} = E^*H^*H\underline{E}\underline{b} + E^*H^*\underline{n} = \Lambda\underline{b} + \hat{\underline{n}}$$

[0068] 其中新噪声项的协方差表示如下:

$$[0069] \quad E(\hat{\underline{n}}\hat{\underline{n}}^*) = E(E^*H^*\underline{n}\underline{n}^*HE) = E^*H^*HE = \Lambda$$

[0070] 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 λ_i , Λ 的第 i 个对角元素。

[0071] 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。

[0072] 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。

[0073] 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。

[0074] 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。

[0075] 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。

[0076] 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。

[0077] 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/调制码元的编码率。

[0078] 表1列出每个SNR范围的调制方案和编码率的组合。每条传输信道所支持的比特速率可以用编码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)编码率1/2和QPSK调制,(2)编码率1/3和8-PSK调制,(3)编码率1/4和16-QAM,或者(4)编码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。

[0079] 表1

[0080]

SNR 范围	信息比特数/ 码元	调制码元	已编码比特数/ 码元	编码率
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

[0081] 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。

[0082] 编码

[0083] 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。

[0084] 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。

[0085] 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)。

[0086] 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。

[0087] 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:

$$[0088] \quad G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix}$$

[0089] 其中

$$[0090] \quad n(D) = 1 + D + D^3 \text{ 以及}$$

$$[0091] \quad d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

[0092] 也可以使用其它组成编码,这在本发明的范围之内。

[0093] 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。

[0094] 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。

[0095] 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322b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114y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。

[0096] 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 $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\}$ 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。

[0097] 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。

[0098] 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。

[0099] 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(如被穿孔)。

[0100] 信道交织

[0101] 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。

[0102] 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穿孔器117。

[0103] 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穿孔。

[0104] 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。

[0105] 穿孔

[0106] 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。

[0107] 按照本发明一方面,可能使用许多编码/穿孔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/穿孔方案中,为所有的传输信道应用特定的基码和公共的穿孔。在第二编码/穿孔方案中,为传输信道使用相同基码但可变的穿孔。可变穿孔取决于传输信道的SNR。

[0108] 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穿孔方案。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。

[0109] 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。

[0110] 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。

[0111] 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穿孔。然后在步骤426处,被穿孔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。

[0112] 由于为所有传输信道使用了相同的基码和穿孔方案,因此第一编码/穿孔方案相对易于实现。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。

[0113] 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的穿孔方案。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。

[0114] 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。

[0115] 每个分段包括 K_i 条传输信道,其中 K_i 是任意整数-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 $K_i(N_i+P_i)$ 。

[0116] 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穿孔。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。

[0117] 第二编码/穿孔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。

[0118] 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。

[0119] 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,则可以用灵活的穿孔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率。这个灵活穿孔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穿孔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,从而有效地实现穿孔。

[0120] 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穿孔,前述35个比特于55个信息比特一起组成80个已编码比特。

[0121] 回过头参考图1,穿孔器117从信道交织器116接收经交织的信息和奇偶校验比特,穿孔(即,删除)某些尾部和奇偶校验比特来达到期望的编码率,并且把未被穿孔掉的信息、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穿孔,这在本发明的范围之内。

[0122] 图3C是穿孔器117x的实施例图,它可以用来提供已编码比特的可变穿孔。穿孔器117x是图1中穿孔器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,穿孔器117x用一组计数器来进行穿孔。

[0123] 在穿孔器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。

[0124] 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。

[0125] 也可能使用其它穿孔模式,这在本发明的范围之内。为了提供良好的性能,要被穿孔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),而未被穿孔掉的比特应该相对平均地分布在每个分段的编码块上。

[0126] 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。

[0127] 格雷映射

[0128] 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。

[0129] 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)。

[0130] 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($c+id$)并被提供给下一个处理元件(即,图1中的MIMO处理器)。

[0131] 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。

[0132] 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。

[0133] MIMO处理

[0134] 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。

[0135] 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。

[0136] 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。

[0137] 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)。

[0138] 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。

[0139] 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。

[0140] 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IFFT620、循环前缀发生器622和上变频器624。

[0141] IFFT620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)。IFFT620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。IFFT620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。

[0142] 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。

[0143] 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。

[0144] 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。

[0145] 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。

[0146] 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/穿孔器/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,穿孔经交织的编码比特,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。

[0147] 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。

[0148] 来自每个编码器/信道交织器/穿孔器/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。

[0149] 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。

[0150] 解调和解码

[0151] 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。

[0152] 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

[0153] 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:

$$[0154] \quad LLR(b_m) = \log \left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right)$$

$$[0155] \quad = \log \left(P(R(S) | b_m = 0) \right) - \log \left(P(R(S) | b_m = 1) \right) \quad \text{公式(2)}$$

$$[0156] \quad = \log \left(\sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) | T(S)) \right) - \log \left(\sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) | T(S)) \right)$$

[0157] 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。

[0158] 然后,去穿孔器159插入编码比特已在发射机处被删除(即,被穿孔)的“删除标记”。删除标记一般值为零(“0”),它表示被穿孔的比特可能为零或为一。

[0159] 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。

[0160] 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。

[0161] 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。

[0162] 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。

[0163] 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)。

[0164] 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。

[0165] 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。

[0166] 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。

[0167] 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。

[0168] 调制方案和编码率

[0169] 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。

[0170] 根据所选的调制方案选择相应的编码率,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率的不同组合来支持特定的信息比特率。

[0171] 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。

[0172] 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穿孔方案的固定编码(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穿孔,未被穿孔掉的尾部和奇偶校验比特可能均匀地分布在信息比特上。

[0173] 成帧

[0174] 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。

[0175] 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。

[0176] 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/穿孔,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。

[0177] 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。

[0178] 为高阶调制使用被穿孔的二进制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穿孔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方案还提供了不同穿孔参数下的稳健性能。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。

[0179] 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。

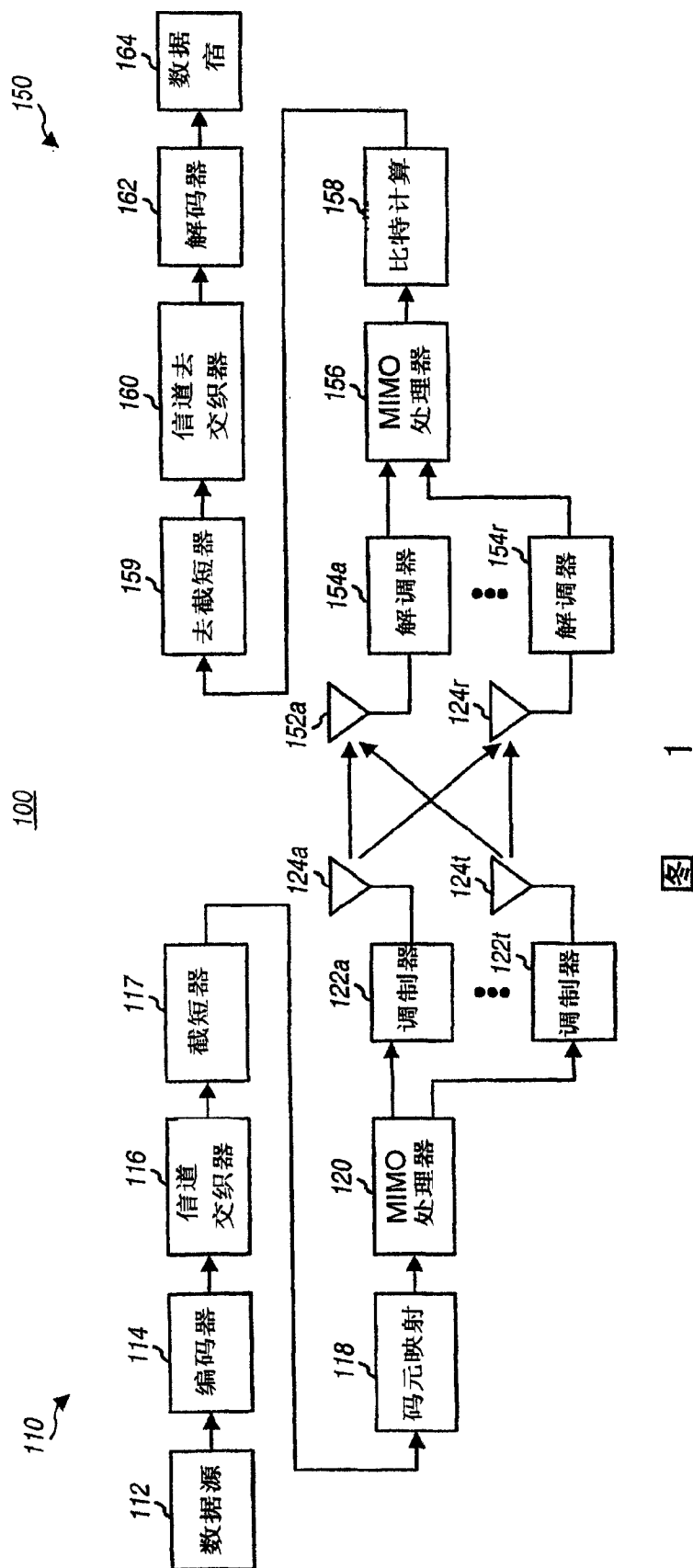


图 1

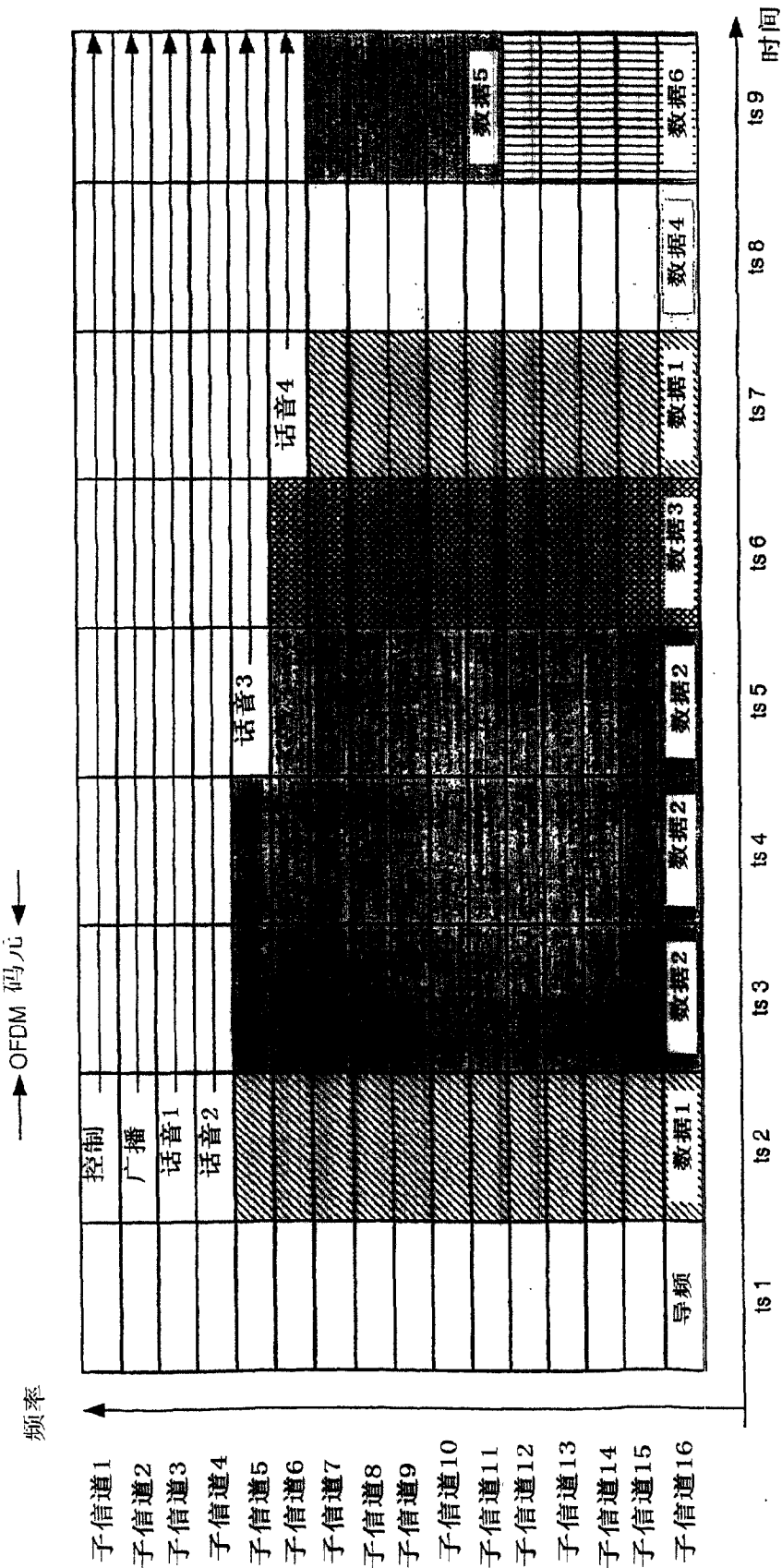


图 2

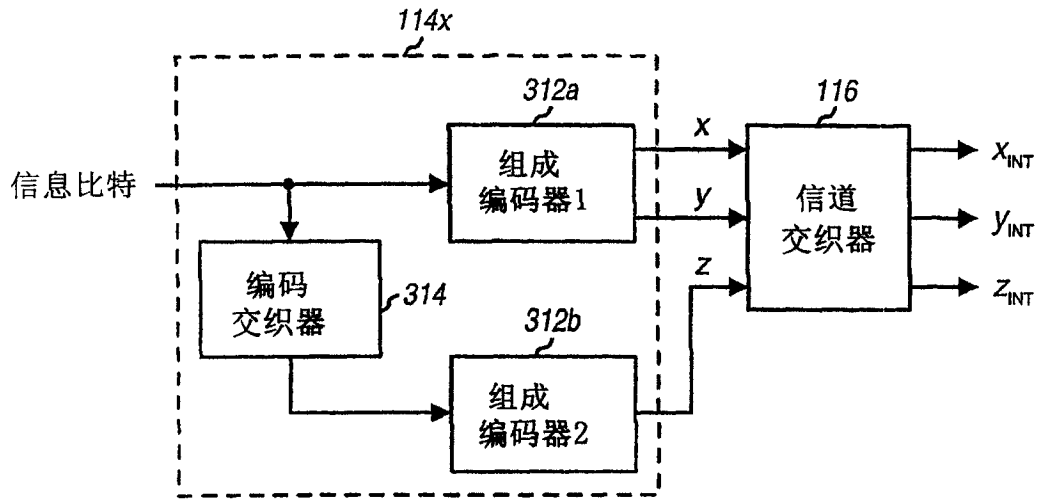


图3A

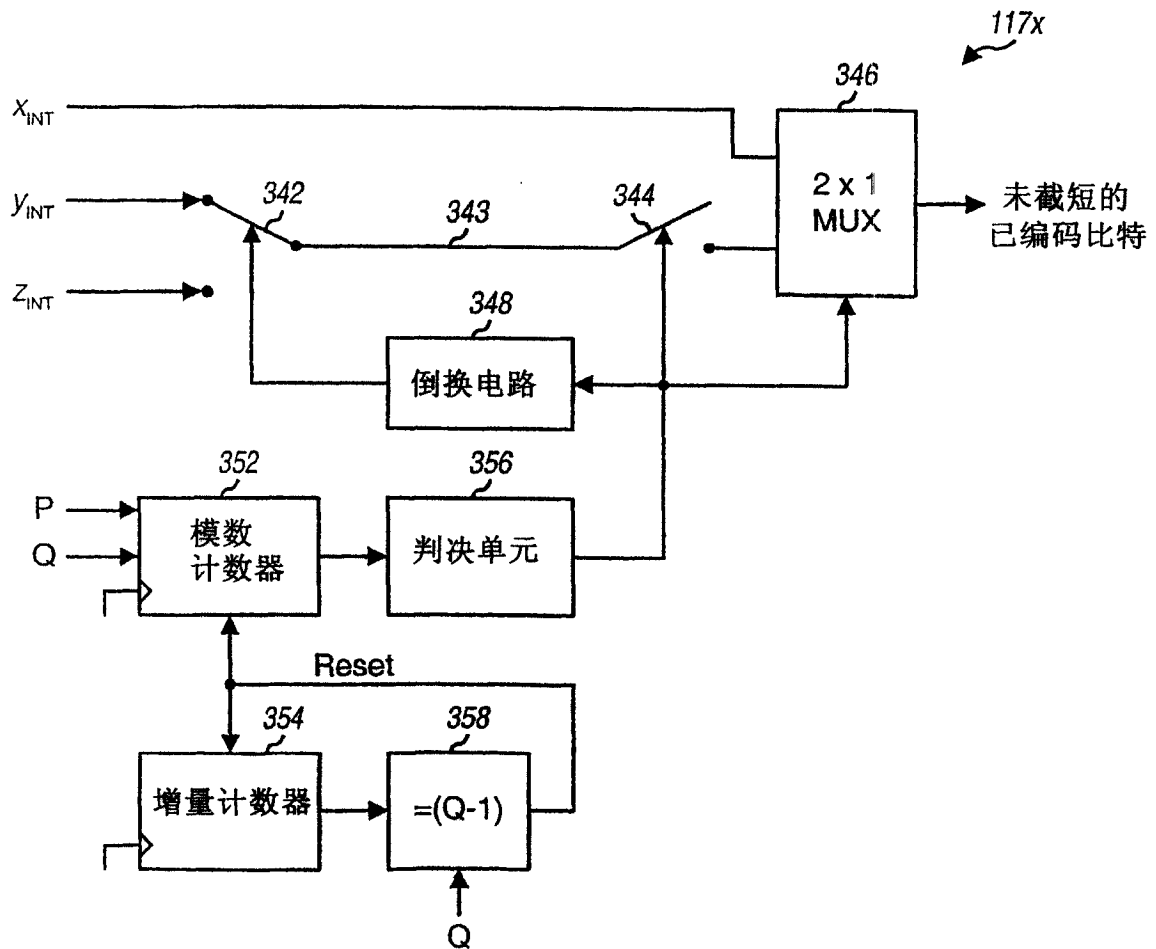


图3C

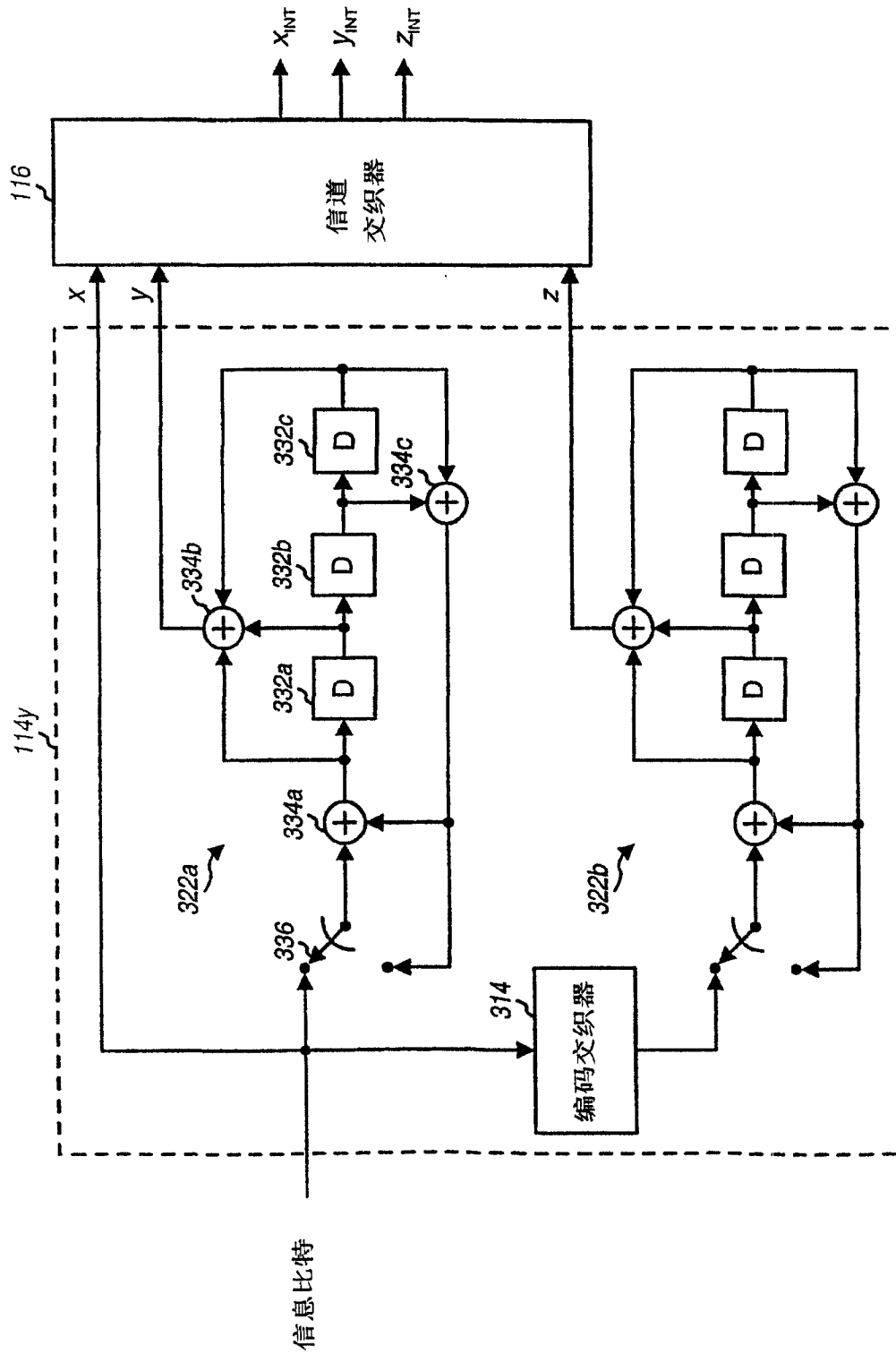


图 3B

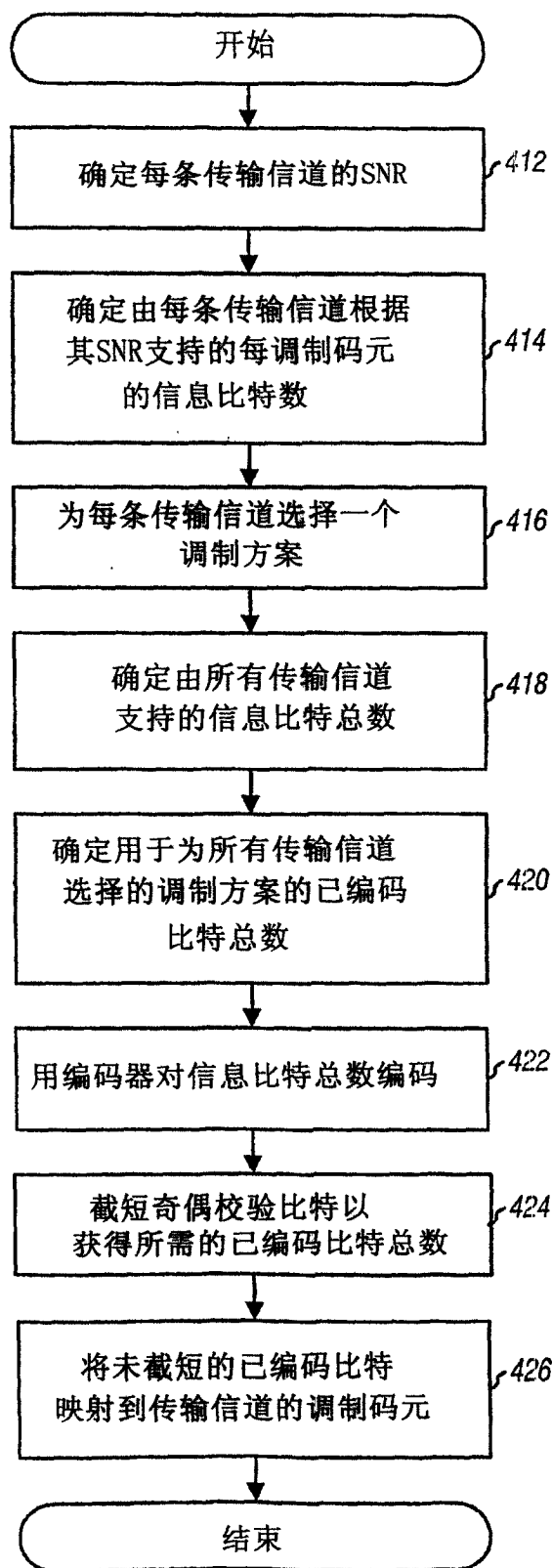


图4A

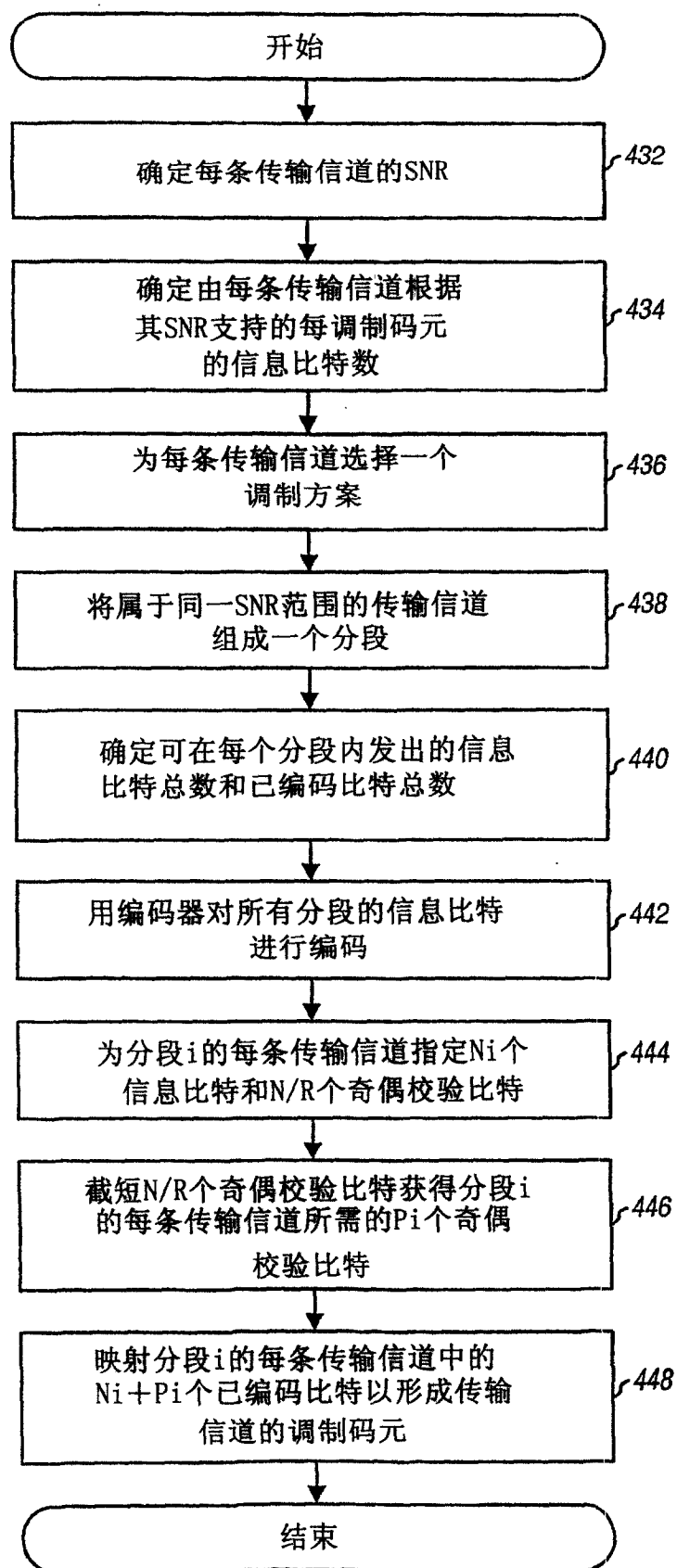


图4B

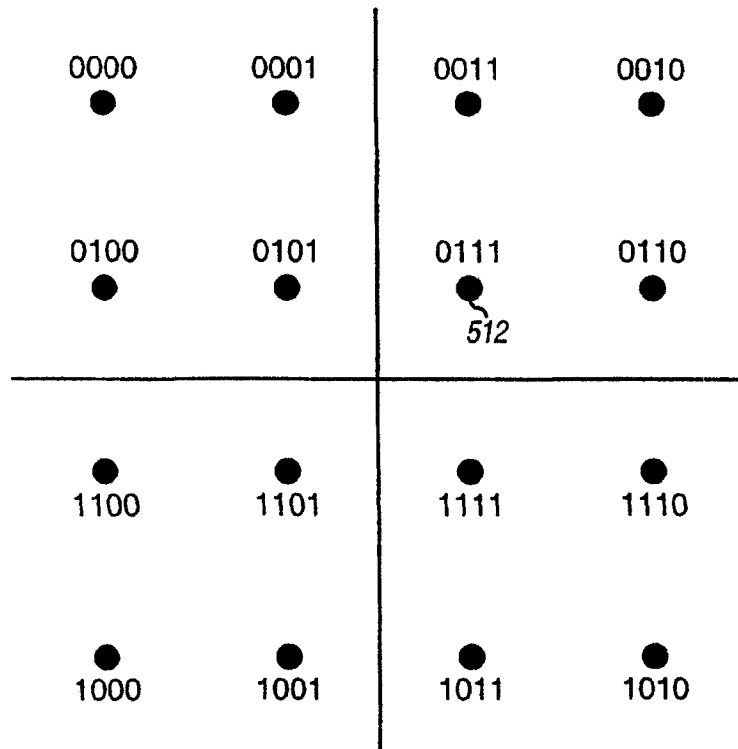


图5

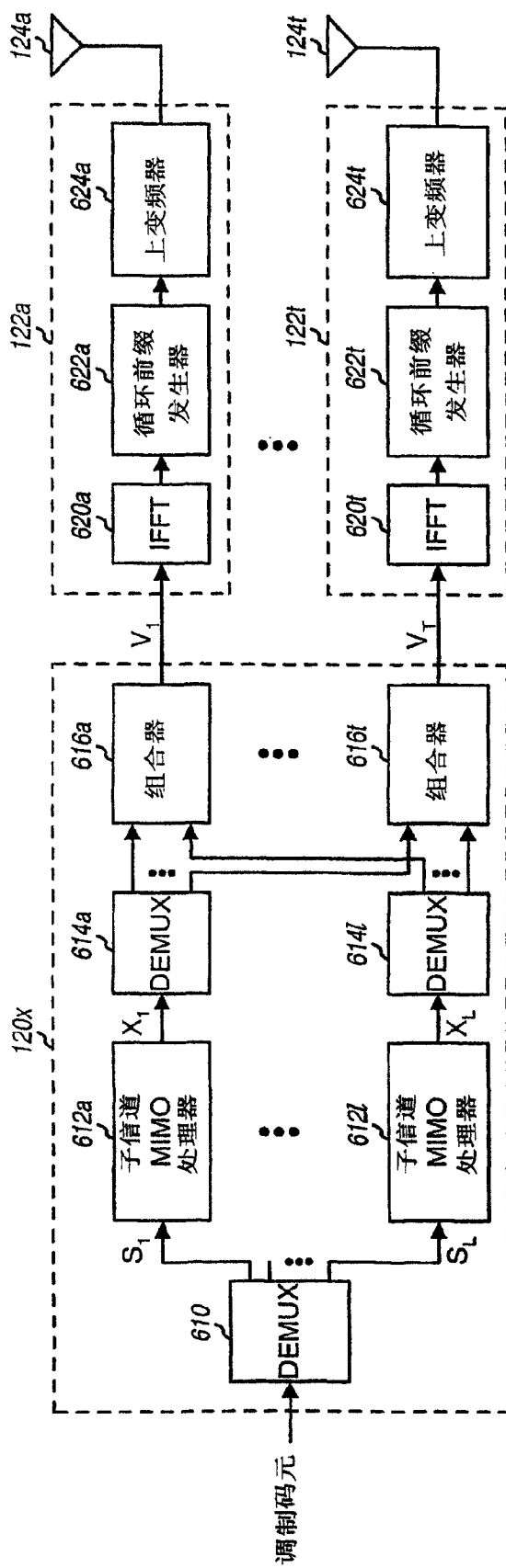


图 6

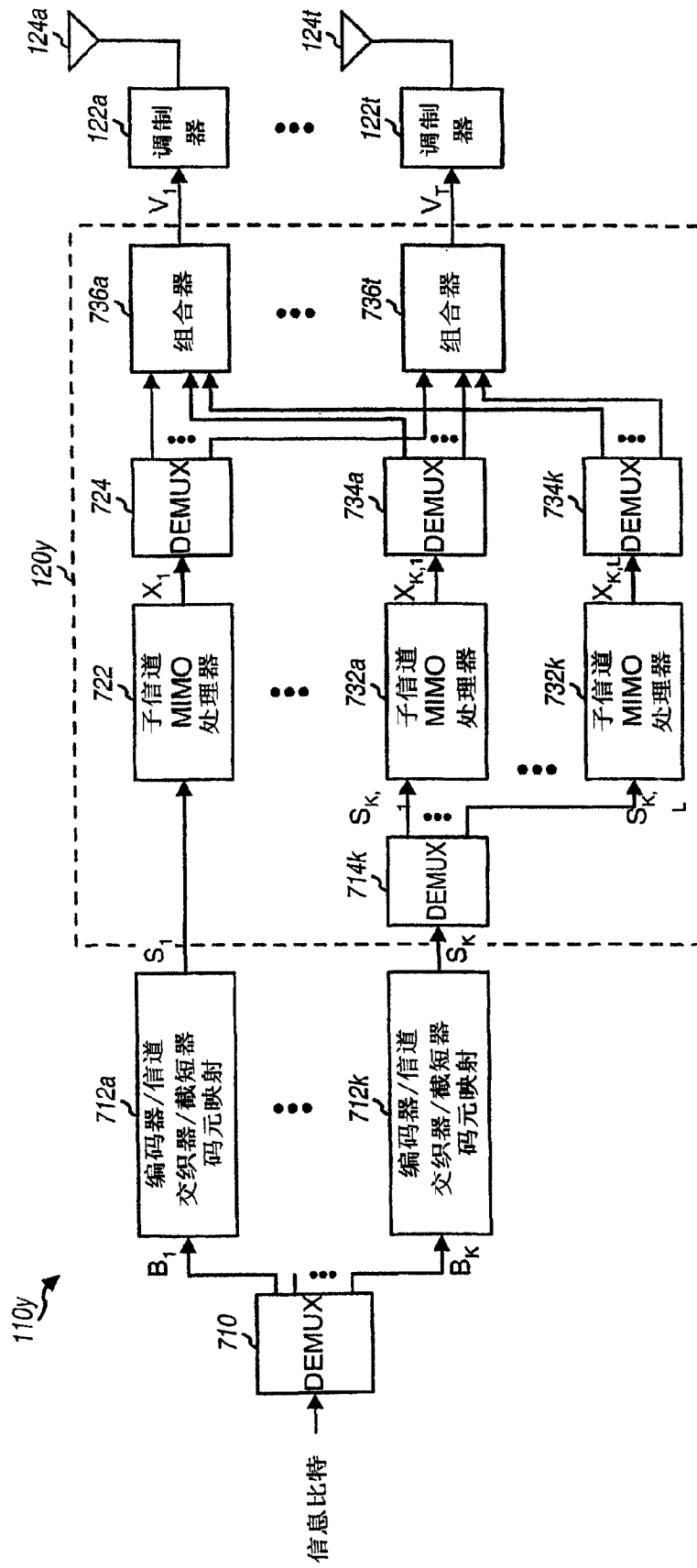


图 7

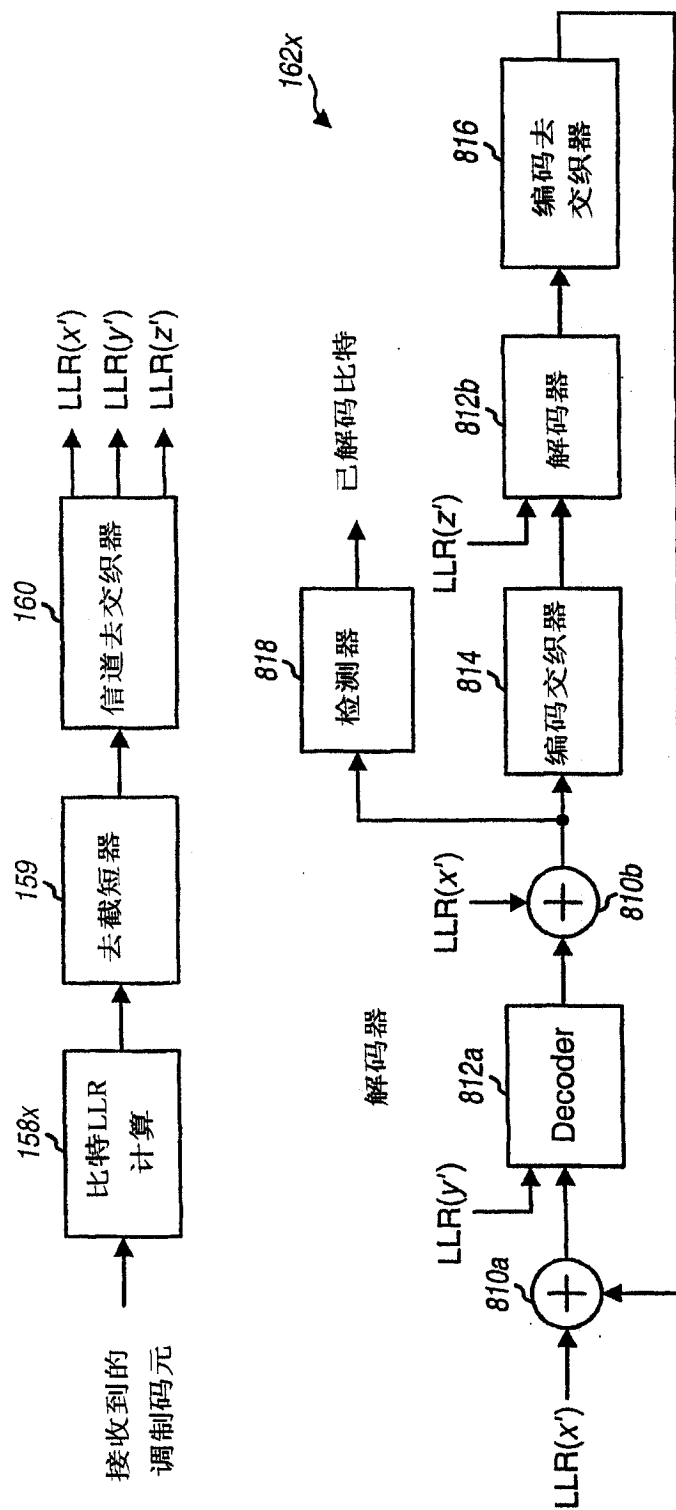


图 8