

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
H04L 1/06 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02828082.2

[45] 授权公告日 2007年2月21日

[11] 授权公告号 CN 1301603C

[22] 申请日 2002.10.18 [21] 申请号 02828082.2

[86] 国际申请 PCT/EP2002/011695 2002.10.18

[87] 国际公布 WO2004/036817 英 2004.4.29

[85] 进入国家阶段日期 2004.8.13

[73] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 克里斯琴·温格特

亚历山大·戈利奇克埃德勒冯埃尔布  
沃特

艾科·塞德尔

[56] 参考文献

CN - 1346548 A 2002.4.24

EP - 1096718 A2 2001.5.2

CN - 1229554 A 1999.9.22

审查员 高 静

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 黄小临 王志森

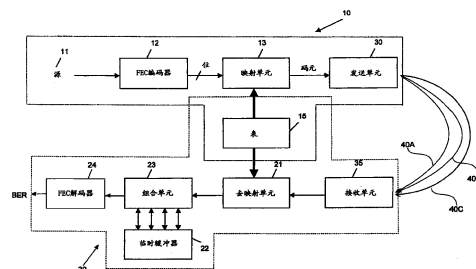
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 5 页

[54] 发明名称

发送分集方案的星座重排

[57] 摘要

一种无线通信系统中从发射机向接收机发送数据的方法，该方法包括步骤：在发射机处使用第一信号星座模式调制数据以获得第一数据码元。使用第一分集支路将所述第一数据码元发送到接收机。此外，在发射机处使用第二信号星座模式调制数据以获得第二数据码元。然后，通过第二分集路径将所述第二数据码元发送到接收机。最后，所接收的第一和第二数据码元在接收机处进行分集组合。本发明还涉及执行本发明的方法的发射机和接收机。



1. 一种无线通信系统中从发射机向接收机发送数据的方法,该方法包括步骤:  
在发射机处使用第一调制方案调制数据以获得第一数据码元,所使用的调制方案是具有 $\log_2(M) > 2$ 的M进制高阶调制方案,其中根据所选择的调制方案,映射到数据码元上的数据位具有不同的位可靠性;

通过第一分集支路将所述第一数据码元发送到接收机;

在发射机处使用第二调制方案调制所述数据以获得第二数据码元;

通过第二分集支路将所述第二数据码元发送到接收机;

在接收机处分别使用对应于所述第一和第二调制方案的第一和第二信号星座模式对所接收的第一和第二数据码元进行解调; 以及

分集组合所解调的数据,

其中选择用于所述第一和第二分集支路的第一和第二调制方案,以便在组合数据位之后,减少在组合位可靠性中的差值。

2. 如权利要求1所述的方法,其中将要发送的数据包括至少一个包含多个数据位的数据分组,在调制之前,使用向前纠错方案对所述多个数据位进行编码。

3. 如权利要求2所述的方法,其中所使用的编码方案是Turbo编码方案。

4. 如权利要求1所述的方法,其中不同的调制方案的数量等于 $\log_2(M)$ 。

5. 如权利要求1所述的方法,其中使用具有相同数据位序列的单冗余型方案来调制用于发送的数据。

6. 如权利要求1所述的方法,其中使用部分相同位的多冗余型方案来调制用于发送的数据。

7. 如权利要求1所述的方法,其中定义第一和第二调制方案的第一和第二信号星座模式预先存储在存储器表中。

8. 如权利要求7所述的方法,其中将第一和第二信号星座模式发送给接收机。

9. 如权利要求7或8所述的方法,其中通过对映射到信号星座模式上的位的位置进行交织和/或对映射到信号星座模式上的位的位值进行取反来获得第一和第二信号星座模式的属性。

10. 如权利要求9所述的方法,其中执行所述交织从而导致码元内交织

的码元。

11. 如权利要求 1 所述的方法, 其中数据用多个冗余型进行发送, 并且所发送的位包括系统位和奇偶位, 并且在每个冗余型中包括所述系统位。

12. 如权利要求 11 所述的方法, 其中对于系统位的组合的平均位可靠性高于对于奇偶位的组合的平均位可靠性。

13. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所使用的调制方案是 M-QAM 或 M-PSK 的调制方案。

14. 一种无线通信系统中用于发送数据到接收机的发射机, 包括:

映射单元, 用于使用第一调制方案来调制数据以获得第一数据码元, 所使用的调制方案是具有  $\log_2(M) > 2$  的 M 进制高阶调制方案, 其中根据所选择的调制方案, 映射到数据码元上的数据位具有不同的位可靠性;

发送单元, 用于使用第一分集支路向接收机发送第一数据码元;

所述映射单元使用第二调制方案来调制所述数据以获得第二数据码元;

所述发送单元使用第二分集支路向接收机发送第二数据码元;

其中选择用于所述第一和第二分集支路的第一和第二调制方案, 以便在组合数据位之后, 减少在组合位可靠性中的差值。

15. 如权利要求 14 所述的发射机, 还包括表装置, 用于预先存储定义第一和第二调制方案的第一和第二信号星座模式。

16. 如权利要求 15 所述的发射机, 还包括交织器和/或反相器以获得不同的信号星座模式。

17. 如权利要求 14 所述的发射机, 还包括向前纠错编码器, 用于在调制之前对数据进行编码。

18. 如权利要求 14 所述的发射机, 其中所使用的调制方案是 M-QAM 或 M-PSK 的调制方案。

19. 一种作为无线通信系统一部分的接收机, 包括:

接收装置, 用于接收使用第一和第二调制方案分别调制的并分别在第一和第二分集支路上发送的第一和第二数据码元, 所使用的调制方案是具有  $\log_2(M) > 2$  的 M 进制高阶调制方案, 其中根据所选择的调制方案, 映射到数据码元上的数据位具有不同的位可靠性; 和

去映射单元, 用于使用分别对应于第一和第二调制方案的第一和第二星座模式对所接收的第一和第二数据码元分别进行解调;

组合单元，用于分集组合所接收的数据码元，

其中选择用于所述第一和第二分集支路的第一和第二调制方案，以便在组合数据位之后，减少在组合位可靠性中的差值。

20. 如权利要求 19 所述的接收机，还包括存储器装置，用于在组合所接收的数据之前存储所接收的数据。

21. 如权利要求 19 或 20 所述的接收机，还包括向前纠错解码器，用于在分集组合后，对所组合的第一和第二数据进行解码。

22. 如权利要求 19 所述的接收机，其中所使用的调制方案是 M-QAM 或 M-PSK 的调制方案。

## 发送分集方案的星座重排

### 技术领域

本发明一般涉及无线通信系统中的发送技术，尤其涉及一种使用发送分集方案的方法、发射机和接收机，其中对于不同的发送分集支路不同地执行位到码元的映射。尤其本发明可应用到具有不可靠的和随时间改变信道条件的系统，从而在避免发送错误上改进了性能。

### 背景技术

现有几种众所周知的发送分集技术，其中按“缺省”在几个（至少两个）分集支路上发送涉及相同数据的一种或几种冗余形式，而没有明确地进一步请求（通过反馈信道）分集支路（如在通过请求重新发送的 ARQ 方案中所作的）。例如，考虑下列方案作为发送分集。

**站点分集：**所发送的信号源自不同的站点，例如，在蜂窝环境中的不同基站。

**天线分集：**所发送的信号源自不同的天线，例如，多天线基站的不同的天线。

**极化分集：**所发送的信号被映射到不同的极化上。

**频率分集：**所发送的信号例如映射到不同的载波频率上或不同的跳频序列上。

**时间分集：**所发送的信号例如映射到不同的交织序列上。

**多代码分集：**在例如 CDMA（码分多址访问）系统中，所发送的信号映射到不同的代码上。

现有几种分集组合技术。下列三种技术是最普遍的技术。

**选择组合：**对于解码，选择具有最高 SNR 的分集支路，忽略其余分集支路。

**相等增益组合：**组合多个接收分集支路且忽略接收的 SNR 中的差。

**最大比率组合：**考虑接收的每个分集支路的 SNR 以组合接收分集支路。能够在位级（例如，LLR）或在调制码元级执行该组合。

此外，用于检错/纠错的普通技术是基于与向前纠错（FEC）一起的自动重复请求（ARQ）方案，称做混合 ARQ（HARQ）。如果通过循环冗余校验（CRC）在分组内检测到错误，则接收机请求发射机发送附加信息（重发）以提高对错误分组进行正确解码的概率。

在 WO-02/067491 A1 中，公开了一种混合 ARQ 发送的方法，该方法通过信号星座重排的手段来平均在连续地请求重发上的位可靠性。

如在 WO-02/067491 A1 中所示，当使用高阶调制格式（例如，具有  $\log_2(M) > 2$  的 M-QAM 和 M-PSK）时，其中多于 2 的位被映射到一个调制码元上，则所述被映射到一个调制码元的位具有不同的可靠性取决于它们的内容和所选择的映射。这与输入较均等分布的位可靠性相比，对大多数 FEC（例如，Turbo 代码）方案来说致使解码器性能降低。

在传统的通信系统中，不考虑位可靠性中调制从属的变化，因此，通常在接收机处组合所述分集支路之后，保留了所述变化。

### 发明内容

本发明的目的是提供一种改进与发送错误相关的性能的方法、发射机和接收机。所述目的通过如在下面本发明各方面中提出的方法、发射机和接收机来实现。

本发明基于通过将不同的信号星座映射应用到可获得的可区分的发送分集支路上来提高接收机处解码性能的概念。所述概念可应用到多于 2 的位被映射到一个调制码元上的调制格式，因为这意味着映射到信号星座上的位的可靠性的变化（例如，对于规则（regular）的 BPSK 和 QPSK 调制，映射到调制码元上的所有位具有相同的可靠性）。该变化取决于使用的映射和实际发送的位的内容。

根据所用的调制格式和实际映射到单个调制码元上的位数，对于所给的任意可获得的分集支路的数量（ $N > 1$ ），平均处理的品质是不同的。在本发明意义上的平均理解为减少在数据码元的不同的位中的平均组合位可靠性差的处理。尽管能够仅在使用几个分集支路或路径后实现没有剩余差的理想平均，然而在上下文中平均意味着朝着减少平均组合位可靠性差的方向中的任何处理步骤。假设对于所有可获得的分集支路平均相等的 SNR，需要 16-QAM 的 4 映射（4 个分集支路），以便所有映射在任何码元上的位的可靠性理想地达

到平均。然而，如果例如仅仅 2 个分支是可获得的，则理想的平均是不可能的。因此，如以下示例所示，随后的所述平均以最大的努力来执行。

#### 附图说明

参考附图，根据下列优选实施例的详细描述，将更容易地理解本发明。

图 1 是用于 16-QAM 信号星座的示例；

图 2 是用于 16-QAM 信号星座的不同映射的示例；

图 3A 和 3B 是两个进一步的 16-QAM 信号星座的示例；

图 4 是根据本发明的通信系统的示例性实施例；和

图 5 是用于存储多个信号星座模式的详情表。

#### 具体实施方式

下面的详细描述示出了具有格雷 (Gray) 映射的平方 16-QAM。然而，在没有大量损失的情况下，所示的示例可扩展到其他 M-QAM 和 M-PSK (具有  $\log_2(M) > 2$ ) 格式。此外，示例示出了在支路上发送相同的位序列的发送分集方案 (单冗余型方案) 的示例。而且，能够实现在分集支路上仅发送部分相同位的扩展发送分集方案。在共同待审的 2001 年 11 月 16 日提交的 EP 01127244 中描述了使用多冗余型方案的系统的示例。假设一个 Turbo 编码器，与奇偶位比较，系统位能够在较高级上被平均。

假设具有两个生成的分集支路和相同冗余型的发送的发送分集方案，通常在应用 FEC 解码器之前在接收机处组合接收的分集支路，所述分集支路在接收机处是可区分的 (例如，通过在 CDMA 系统中不同的扩码或扰码，或产生正交支路的其它技术)。一般的组合技术是最大比率组合，其能够通过相加从每个接收的分集支路计算的对数似然性比率 LLR 而获得。

以下定义了作为从接收的调制码元  $r=x+jy$  解调的位  $b$  的可靠性的软量度的对数似然性比率 LLR:

$$LLR(b) = \ln \left[ \frac{Pr\{b=1|r\}}{Pr\{b=0|r\}} \right] \quad (1)$$

如图 1 所示 (条线表示相应的位为 1 的行和列)，在信号星座上的同相分量位和正交分量位的映射是正交的 (对于 M-PSK，LLR 的计算不能够通过分

成复合分量而简化, 然而位可靠性平均的一般步骤是类似的)。所以, 针对同相分量位  $i_1$  和  $i_2$  是足够的。然后同样的结论适用于  $q_1$  和  $q_2$ 。

假设图 1 的映射 1 应用于第 1 分集支路的位到码元的映射, 最高有效位 (MSB)  $i_1$  和最低有效位 (LSB)  $i_2$  的对数似然性比率 LLR 形成下列对于高斯 (Gaussian) 信道的等式:

$$LLR(i_1) = \ln \left[ \frac{e^{-K(x+x_0)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x-x_1)^2}} \right] \quad (2)$$

$$LLR(i_2) = \ln \left[ \frac{e^{-K(x-x_1)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x+x_0)^2}} \right] \quad (3)$$

其中  $x$  表示标准化 (normalized) 接收的调制码元  $r$  的同相分量,  $K$  是正比于信噪比的系数比例。在假设均衡 (uniform) 信号星座 ( $x_1 = 3x_0$ , 规则的 16-QAM) 的条件下, 如在 S.Le Goff, A.Glavieux, C.Berrou 的 “Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation”, IEEE SUPERCOMM/ICC '94, Vol.2, pp.645-649,1994 和 Ch.Wengerter, A.Golitschek Edler von Elbwart, E.Seidel, G.Velev, M.P.Schmitt 的 “Advanced Hybrid ARQ Technique Employing a Signal Constellation Rearrangement”, IEEE Proceedings of VTC 2002 Fall, Vancouver, Canada, September 2002 中所示, 等式 (2) 和 (3) 能够相当好的近似为下列等式:

$$LLR(i_1) \approx -4Kx_0x \quad (4)$$

$$LLR(i_2) \approx -4Kx_0(2x_0 - |x|) \quad (5)$$

对于给定的发送调制码元,  $i_1$  和  $i_2$  的平均 LLR 产生表 1 中给出的值(用  $\Lambda$  代替  $4Kx_0^2$ )。在这个意义上的平均涉及给定发送星座点的平均接收值精确地匹配该发送星座点。当然根据参数  $K$ , 各个抽样要经历噪声。然而, 对于高斯信道, 噪声处理的平均值为 0。在发送调制码元  $0q_11q_2$  和  $1q_11q_2$  的情况下, 其中  $q_1$  和  $q_2$  是任意的, 平均  $LLR(i_1)$  的大小高于平均  $LLR(i_2)$  的大小。这意味着对于  $MSBi_1$  的 LLR 取决于  $LSBi_2$  的内容, 例如, 在图 1 中, 在  $i_2$  的逻辑值等于 1 (最左和最右的列) 的情况下,  $i_1$  有较高的平均可靠性。因

此，假设发送的调制码元均衡分布，平均起来 MSB  $i_1$  的 50% 有大约三倍于  $i_2$  的 LLR 的大小。

码元 ( $i_1q_1i_2q_2$ )	x 平均值	平均 LLR ( $i_1$ )	平均 LLR ( $i_2$ )
0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	$X_0$	$-4Kx_0^2 = -\Lambda$	$-4Kx_0^2 = -\Lambda$
0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	$X_1$	$-12Kx_0^2 = -3\Lambda$	$4Kx_0^2 = \Lambda$
1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	$-X_0$	$4Kx_0^2 = \Lambda$	$-4Kx_0^2 = -\Lambda$
1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	$-X_1$	$12Kx_0^2 = 3\Lambda$	$4Kx_0^2 = \Lambda$

表 1. 对于图 1 中的映射 1，根据等式 (4) 和 (5) 在信号星座的同相分量上映射的位的平均 LLR。

现在，如果将发送例如相同位序列的第 2 发送分集支路加到第 1 分集支路，现有技术使用相同的映射，此时，建议使用根据图 2 的第 2 信号星座映射 (映射 2) (当然，图 3 中所述的星座之一也是可能的)，其生成表 2 中所给的平均 LLR。

码元 ( $i_1q_1i_2q_2$ )	x 平均值	平均 LLR ( $i_1$ )	平均 LLR ( $i_2$ )
0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	$X_0$	$-\Lambda$	$-3\Lambda$
0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	$X_1$	$-\Lambda$	$3\Lambda$
1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	$-X_0$	$\Lambda$	$-\Lambda$
1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	$-X_1$	$\Lambda$	$\Lambda$

表 2. 对于图 2 中的映射 2，在信号星座的同相分量上映射的位的平均 LLR。

现在，将应用星座重排 (映射 1+2) 和应用相同映射 (映射 1+1，现有技术) 的接收的分集支路的软组合 LLR 进行比较，能够从表 3 中观察到用应用星座重排的组合平均 LLR 具有更均衡的分布 (大小:  $4 \times 4\Lambda$  和  $4 \times 2\Lambda$ ，而不是  $2 \times 6\Lambda$  和  $6 \times 2\Lambda$ )。对于大部分 FEC 解码器 (例如，Turbo 代码和卷积代码)，这将使解码性能更好。研究已经表明：尤其是 Turbo 编码/解码系统展示

出极好的性能。应该注意到，所选择的映射并非全部的映射，能够得到更多完成相同要求的映射组合。

发送 分集支路	码元 ( $i_1q_1i_2q_2$ )	星座重排 (映射 1+2)		现有技术 不重排 (映射 1+1)	
		平均 LLR ( $i_1$ )	平均 LLR ( $i_2$ )	平均 LLR ( $i_1$ )	平均 LLR ( $i_2$ )
1	$0q_10q_2$	$-\Lambda$	$-\Lambda$	$-\Lambda$	$-\Lambda$
	$0q_11q_2$	$-3\Lambda$	$\Lambda$	$-3\Lambda$	$\Lambda$
	$1q_10q_2$	$\Lambda$	$-\Lambda$	$\Lambda$	$-\Lambda$
	$1q_11q_2$	$3\Lambda$	$\Lambda$	$3\Lambda$	$\Lambda$
2	$0q_10q_2$	$-\Lambda$	$-3\Lambda$	$-\Lambda$	$-\Lambda$
	$0q_11q_2$	$-\Lambda$	$3\Lambda$	$-3\Lambda$	$\Lambda$
	$1q_10q_2$	$\Lambda$	$-\Lambda$	$\Lambda$	$-\Lambda$
	$1q_11q_2$	$\Lambda$	$\Lambda$	$3\Lambda$	$\Lambda$
组合 1+2	$0q_10q_2$	$-2\Lambda$	$-4\Lambda$	$-2\Lambda$	$-2\Lambda$
	$0q_11q_2$	$-4\Lambda$	$-4\Lambda$	$-6\Lambda$	$2\Lambda$
	$1q_10q_2$	$2\Lambda$	$-2\Lambda$	$2\Lambda$	$-2\Lambda$
	$1q_11q_2$	$4\Lambda$	$2\Lambda$	$6\Lambda$	$2\Lambda$

表 3. 当使用映射 1 和 2 时以及当使用 2 次映射 1 时，对于分集支路，映射在信号星座的同相分量上的位的平均 LLR (每个支路) 和组合平均 LLR。

以下将描述具有 4 个分集支路的示例。此处，应用如 2 个分集支路所用的同样的原理。然而，因为可获得 4 个分集支路，并且用 2 个分集支路平均是不理想的，所以附加的映射能够用来改进所述平均过程。

图 3 示出了假设映射 1 和 2 用于支路 1 和 2 (在图 1 和图 2 中) 的情况下对于分集支路 3 和 4 的附加映射。然后所述平均能够理想地执行，并且所有映射到任何码元上的位将具有相等的位可靠性 (假设对于所有的发送有相同的 SNR)。表 4 将具有和没有应用建议的星座重排的 LLR 进行比较。注意看组合的 LLR，能够发现对于星座重排的应用，所有位可靠性的大小都是  $6\Lambda$ 。

应该再一次注意到，所选择的映射并非全部的，能够得到更多完成相

同要求的映射组合。

发送 分集 支路	码元 ( $i_1q_1i_2q_2$ )	星座重排 (映射 1+2+3+4)		现有技术 不重排 (映射 1+1+1+1)	
		平均	平均	平均	平均
		LLR ( $i_1$ )	LLR ( $i_2$ )	LLR ( $i_1$ )	LLR ( $i_2$ )
1	0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	-Λ	-Λ	-Λ	-Λ
	0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	-3Λ	Λ	-3Λ	Λ
	1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	Λ	-Λ	Λ	-Λ
	1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	3Λ	Λ	3Λ	Λ
2	0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	-Λ	-3Λ	-Λ	-Λ
	0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	-Λ	3Λ	-3Λ	Λ
	1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	Λ	-Λ	Λ	-Λ
	1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	Λ	Λ	3Λ	Λ
3	0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	-Λ	-Λ	-Λ	-Λ
	0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	-Λ	Λ	-3Λ	Λ
	1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	Λ	-3Λ	Λ	-Λ
	1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	Λ	3Λ	3Λ	Λ
4	0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	-3Λ	-Λ	-Λ	-Λ
	0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	-Λ	Λ	-3Λ	Λ
	1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	3Λ	-Λ	Λ	-Λ
	1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	Λ	Λ	3Λ	Λ
组合 1+2+3+4	0q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	-6Λ	-6Λ	-4Λ	-4Λ
	0q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	-6Λ	6Λ	-12Λ	4Λ
	1q <sub>1</sub> 0q <sub>2</sub>	6Λ	-6Λ	4Λ	-4Λ
	1q <sub>1</sub> 1q <sub>2</sub>	6Λ	6Λ	12Λ	4Λ

表 4. 当使用映射 1 至 4 时和当使用 4 次映射 1 时，对于分集支路的、映射在信号星座的同相分量上的位的平均 LLR（每个支路）和组合平均 LLR。

如果通过使用不同的映射方案执行星座重排，在使用许多（如给定在图 1、图 2 和图 3 中的）不同的映射中重排结束。如果对所有发送分集支路应保持相同的映射器（例如，图 1），则例如，能够通过下列操作从映射 1 获得映射 2。

- 交换最初的位  $i_1$  和  $i_2$  的位置
- 交换最初的位  $q_1$  和  $q_2$  的位置
- 最初的位  $i_1$  和  $q_1$  的逻辑位取反（inversion）

换言之，也能够对那些在位置 1 和 2 结束的位取反（形成具有相同的位可靠性特征的不同的映射）。

所以，下列表提供怎样获得映射 1 至 4 的示例（或者对于  $i_1$ 、 $i_2$ 、 $q_1$  和  $q_2$  具有相等位可靠性的映射），其中所述位总是涉及第一发送，以及在字符上方的长线表示该位的逻辑位取反。

映射号	交织器和反相器功能
1	$i_1 q_1 i_2 q_2$
2	$\overline{i_2 q_2 i_1 q_1}$ 或 $\overline{i_2 q_2 i_1 q_1}$
3	$\overline{i_2 q_2 i_1 q_1}$ 或 $\overline{i_2 q_2 i_1 q_1}$
4	$\overline{i_1 q_1 i_2 q_2}$ 或 $\overline{i_1 q_1 i_2 q_2}$

表 5. 通过对映射在调制码元上的位进行交织（码元内交织）和逻辑取反的星座重排的另一实现。

通常对于  $N > 1$  的分集支路应该使用至少 2 个不同的映射，其中映射的顺序和选择是不相关的，只要维持位可靠性平均处理（即减少位可靠性中的差）。

根据使用的映射的数量的优选实现：

#### M-QAM

- 使用  $\log_2(M)$  个不同的映射
- 使用  $\log_2(M)/2$  个不同的映射

#### M-PSK

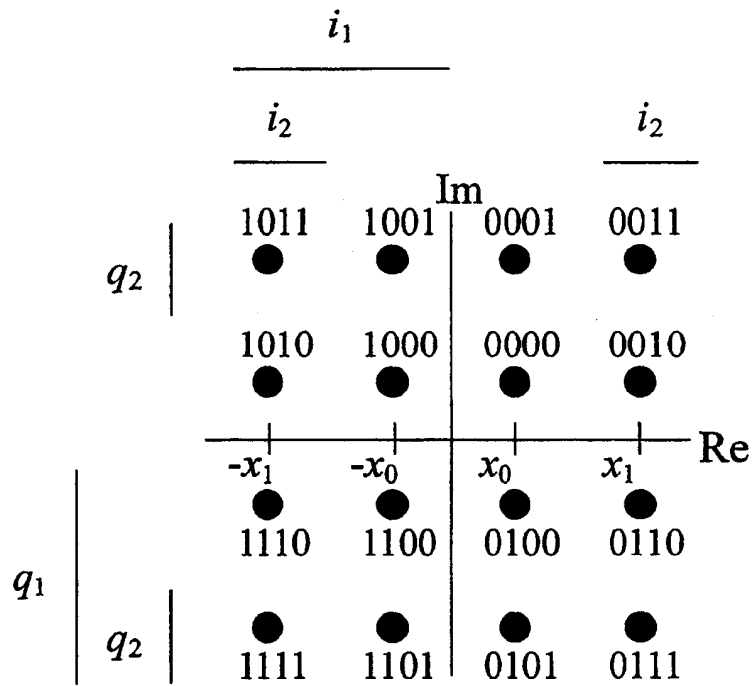
- 使用  $\log_2(M)$  个不同的映射
- 使用  $\log_2(M)/2$  个不同的映射
- 使用  $2\log_2(M)$  个不同的映射

对于在发射机处的调制以及在接收机处的解调，所应用的信号星座映射需要对每个发送分集支路进行匹配。这能够通过将表示应用在分集支路的合适映射和映射组合的参数的合适信令来实现。换言之，应用于发送分集支路的映射的定义可以是系统预定义的。

图4示出了根据本发明的通信系统的示例性实施例。尤其，所述通信系统包括通过由多个分集支路40A、40B和40C组成的通信信道进行通信的发射机10和接收机20。尽管在图中图解说明了三个分集支路，但是可以选择任意数量的支路，这对本领域的技术人员是清楚的。数据分组从数据源11提供给FEC编码器12，最好是FEC Turbo解码器，其中附加冗余位来纠错。从FEC解码器输出的位随后提供给充当调制器的映射单元13，以便输出根据作为星座模式存储在表15中的应用调制方案后形成的码元。随后，所述数据码元应用到发送单元30以在支路40A-C上发送。接收机20通过接收单元35接收数据分组。然后将位输入到充当解调器的去映射单元21，该解调器使用在那个码元的调制期间所使用的、存储在表15中的相同信号星座模式。

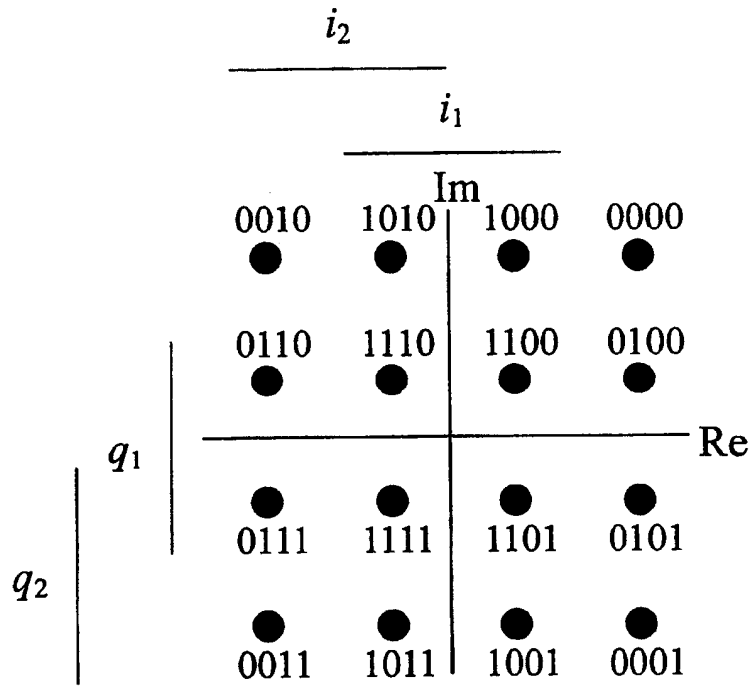
将在一个分集支路上接收的所解调的数据分组存储在临时缓冲器22中，以便随后在组合单元23中与在至少一个其他分集支路上接收的数据分组进行组合。

如在图5中所说明的，表15存储多个信号星座模式#0...#n，对于根据预定方案在各个分集支路上的各个发送，选择所述多个信号星座模式#0...#n。所述方案，即，用于调制/解调的信号星座模式的序列或是预先存储在发射机和接收机中或是在使用前通过发射机向接收机进行信号发送而得到的。



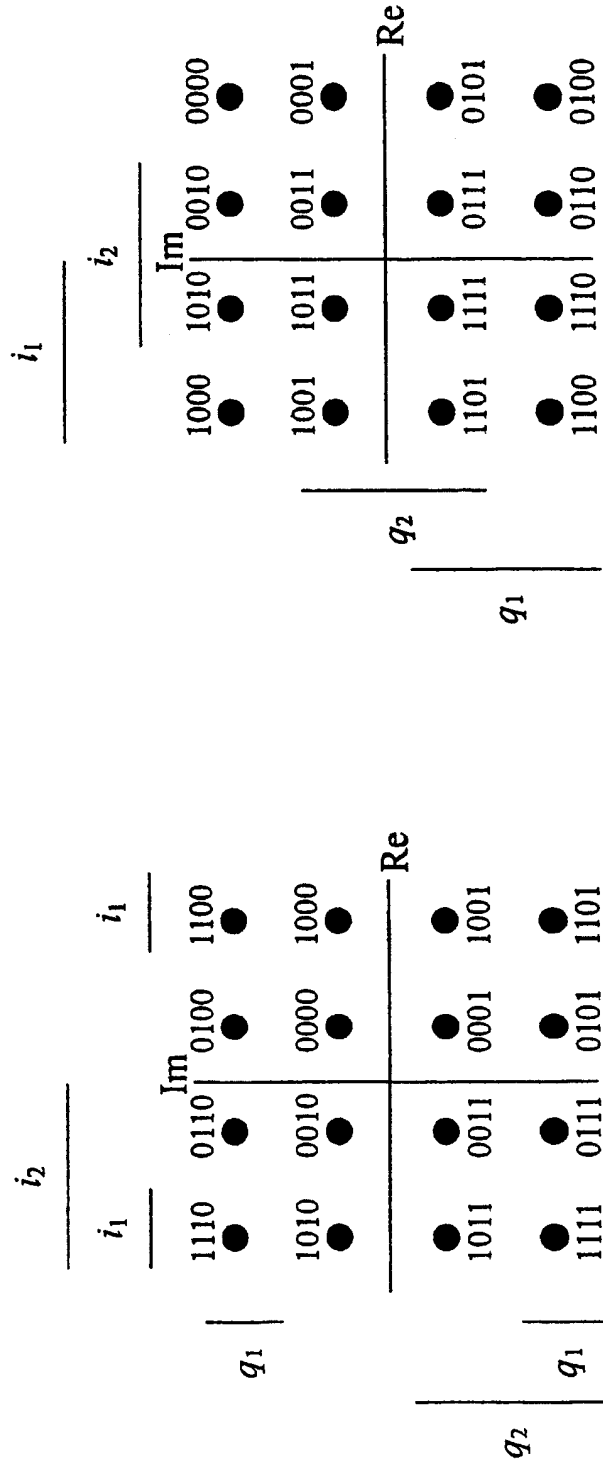
映射1 (位-映射顺序:  $i_1q_1i_2q_2$ )

图 1



映射2 (位-映射顺序:  $i_1q_1i_2q_2$ )

图 2



映射4 (位-映射顺序:  $i_1q_1i_2q_2$ )

映射3 (位-映射顺序:  $i_1i_2q_2$ )

图 3B

图 3A

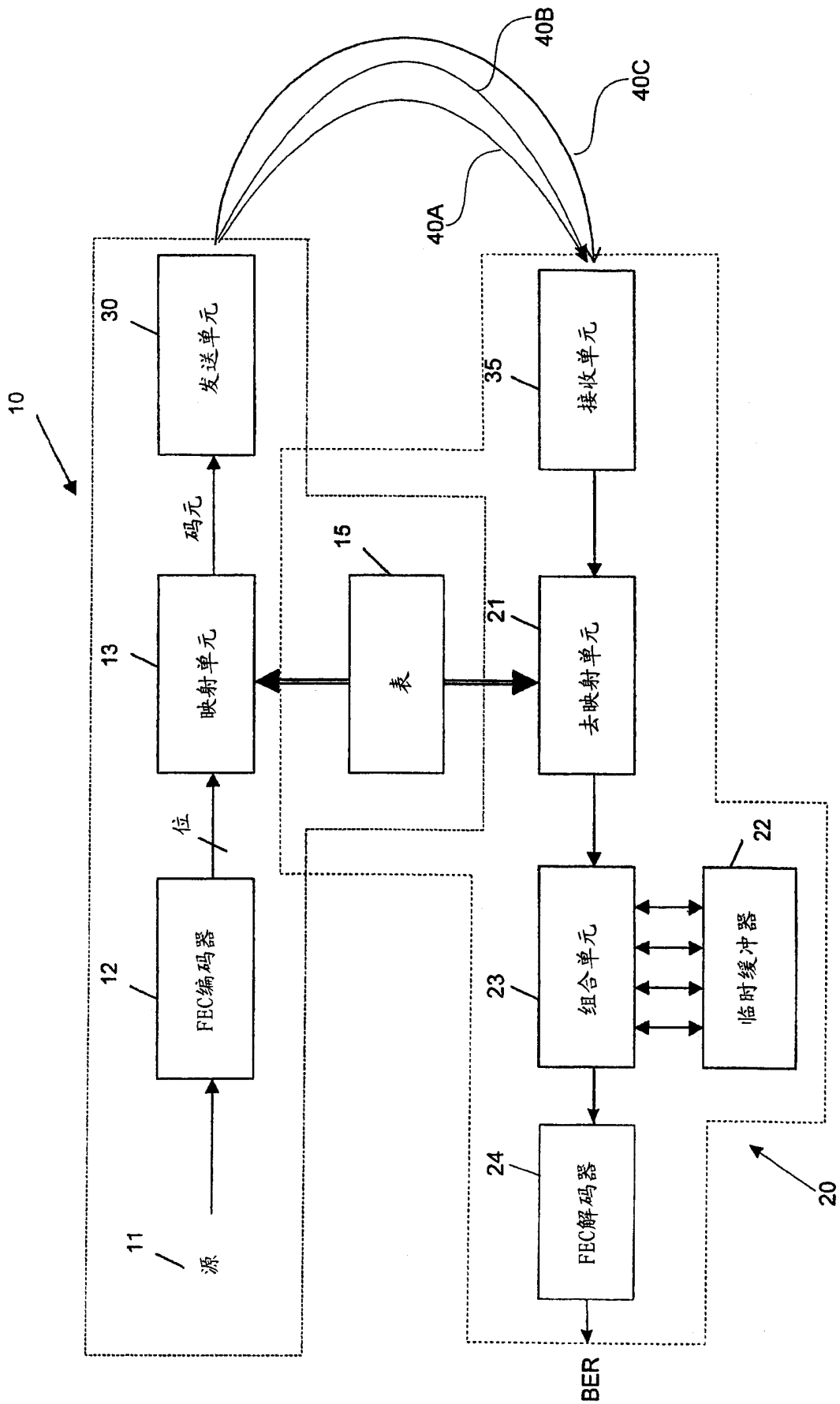


图 4

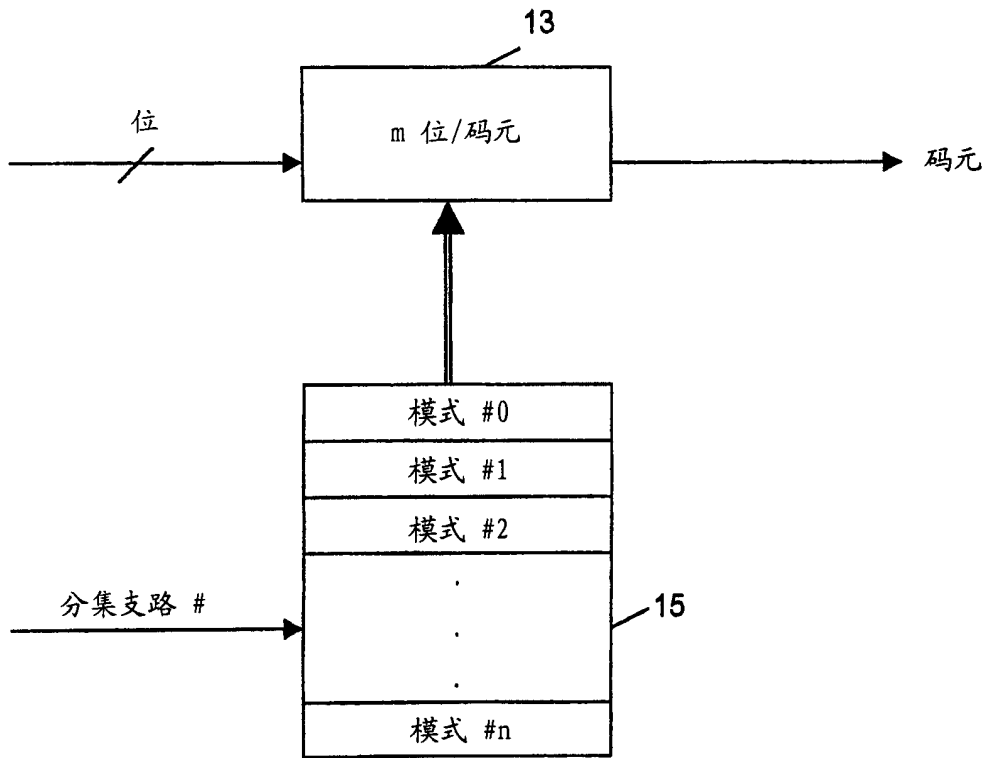


图 5