



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02827429.6

[43] 公开日 2005 年 5 月 11 日

[11] 公开号 CN 1615622A

[22] 申请日 2002.11.27 [21] 申请号 02827429.6
 [30] 优先权
 [32] 2001.11.29 [33] US [31] 60/334,363
 [86] 国际申请 PCT/US2002/038341 2002.11.27
 [87] 国际公布 WO2003/047118 英 2003.6.5
 [85] 进入国家阶段日期 2004.7.22
 [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 A·古普塔

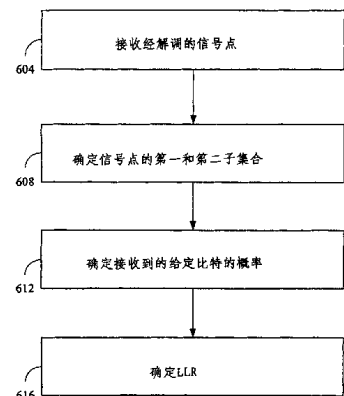
[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
 代理人 李家麟

权利要求书 7 页 说明书 12 页 附图 7 页

[54] 发明名称 用预编码确定对数似然比的方法和装置

[57] 摘要

声明了一种装置和方法，用于恢复无线通信系统内发送的数据。接收多个信号点，每个信号点包括多个来自多个编码后比特的调制码元。确定第一信号点子集合，对该子集合，一比特等于第一值，并确定第二信号点子集合，对该子集合，该比特等于第二值。该比特等于第一值或第二值的概率作为接收到的信号点的函数而经确定的。可以基于该比特等于第一值或第二值的概率而确定软判决码元。软判决码元可以被表示为对数似然比。



1. 一种恢复无线通信系统内发送的数据的方法，其特征在于包括：
 接收多个信号点，每个信号点包括来自多个编码后比特的多个调制码元；
 确定信号点的第一子集合，对于这些信号点一个比特等于第一值；
 确定信号点的第二子集合，对于这些信号点该比特等于第二值，其中第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点；
 作为接收到信号点的函数确定该比特等于第一值或第二值的概率；以及
 基于该比特等于第一值或第二值的概率确定一软判决码元。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于软判决码元被表示为对数似然比 (LLR)。

3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于 LLR 根据以下关系式被确定：

$$LLR(b_k) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} \Pr(s/A_n)}{\sum_{s \in S_k^1} \Pr(s/A_n)} \right]$$

其中：

b_k 是编码比特， k 是 $\log_2 M$ 个比特组内的表示一 PAM 信号的比特索引，即标号，其中 $0 \leq k < \log_2 M$ ；

A_n 是对应 b_k 的接收的信号；以及

S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$ ， $b_k = 1$ 。

4. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于软判决码元包括信道信息和外来信息。

5. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于软判决码元包括用于发送多个调制码元的一个或多个空间子信道和一个或多个频率子信道的信息。

6. 如权利要求 5 所述的方法，其特征在于无线通信系统为正交频分复用 (OFDM)。

7. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于无线通信系统为多输入多输出(MIMO)系统。

8. 如权利要求 7 所述的方法,其特征在于 MIMO 系统实现正交频分复用(OFDM)。

9. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于扩展的信号星座图通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展,其中 M 是一维信号星座图内的信号点数, i 为整数。

10. 如权利要求 9 所述的方法,其特征在于经扩展的信号星座图被限制为从接收到的点的 $\pm M$ 个点。

11. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于信号星座图是脉冲幅度调制(PAM)星座图。

12. 在无线通信系统内,一方法基于接收到的调制码元确定软判决码元,其特征在于包括:

确定一比特等于第一值的信号点的第一子集合;

确定该比特等于第二值的信号点的第二子集合,其中第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点;

作为接收到信号点的函数确定该比特等于第一值或第二值的概率;以及基于该比特等于第一值或第二值的概率确定软判决码元。

13. 如权利要求 12 所述的方法,其特征在于所述软判决码元表示为对数似然比(LLR)。

14. 如权利要求 13 所述的方法,其特征在于 LLR 根据以下关系式而经确定:

$$LLR(b_k) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_1^k} \Pr(s / A_k)}{\sum_{s \in S_0^k} \Pr(s / A_k)} \right]$$

其中：

b_k 是编码比特， k 是 $\log_2 M$ 个比特组内表示一 PAM 信号的比特索引，即标号，其中 $0 \leq k < \log_2 M$ ；

A_n 是对应于 b_k 的接收到信号；以及

S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$ ， $b_k = 1$ 。

15. 如权利要求 12 所述的方法，其特征在于无线通信系统为正交频分复用 (OFDM)。

16. 如权利要求 12 所述的方法，其特征在于无线通信系统为多输入多输出 (MIMO) 系统。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于 MIMO 系统实现正交频分复用 (OFDM)。

18. 如权利要求 12 所述的方法，其特征在于扩展的信号星座图是通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展，其中 M 是基本一维信号星座图内的信号点数， i 为整数。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于经扩展的信号星座图被限制为从接收到的点的 $\pm M$ 个点。

20. 如权利要求 12 所述的方法，其特征在于信号星座图是脉冲幅度调制 (PAM) 星座图。

21. 一种在无线通信系统内恢复发送的数据的装置，其特征在于包括：

一装置，用于接收多个信号点，每个信号点包括来自多个编码后比特的多个调制码元；

一装置，用于确定信号点的第一子集合，对于这些信号点一个比特等于第一值；

一装置，用于确定信号点的第二子集合，对于这些信号点该比特等于第二值，

其中第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点；

一装置，用于作为接收到信号点的函数确定该比特等于第一值或第二值的概率；以及

一装置，用于基于比特等于第一值或第二值的概率确定软判决码元。

22. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于软判决码元表示为对数似然比 (LLR)。

23. 如权利要求 22 所述的装置，其特征在于 LLR 根据以下关系式被确定：

$$LLR(b_k) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} \Pr(s/A_n)}{\sum_{s \in S_k^1} \Pr(s/A_n)} \right]$$

其中：

b_k 是编码比特， k 是 $\log_2 M$ 个比特组内表示一 PAM 信号的比特索引，即标号，其中 $0 \leq k < \log_2 M$ ；

A_n 是对应于 b_k 的接收到的信号；以及

S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$ ， $b_k = 1$ 。

24. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于软判决码元包括信道信息和外来信息。

25. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于软判决码元包括用于发送多个调制码元的一个或多个空间子信道和一个或多个频率子信道的信息。

26. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于无线通信系统为正交频分复用 (OFDM)。

27. 如权利要求 21 所述的装置，其特征在于无线通信系统为多输入多输出 (MIMO) 系统。

28. 如权利要求 27 所述的装置，其特征在于 MIMO 系统实现正交频分复用

(OFDM)。

29. 如权利要求 21 所述的装置, 其特征在于扩展的信号星座图是通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展, 其中 M 是基本一维信号星座图内的信号点数, i 为整数。

30. 如权利要求 29 所述的装置, 其特征在于经扩展的信号星座图被限制为从接收到的点的 $\pm M$ 个点。

31. 如权利要求 21 所述的装置, 其特征在于信号星座图是脉冲幅度调制(PAM)星座图。

32. 在无线通信系统内, 一装置用于恢复发送的数据, 其特征在于包括:

一接收机, 用于从多个编码后的比特接收多个调制码元;

耦合到接收机的处理器, 该处理器用于实现以下方法步骤:

确定一比特等于第一值的信号点的第一子集合;

确定该比特等于第二值的信号点的第二子集合, 其中第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点;

作为接收到信号点的函数确定该比特等于第一值或第二值的概率; 以及
基于该比特等于第一值或第二值的概率确定软判决码元。

33. 如权利要求 32 所述的装置, 其特征在于所述软判决码元表示为对数似然比(LLR)。

34. 如权利要求 32 所述的装置, 其特征在于 LLR 根据以下关系式而经确定:

$$LLR(b_k) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_1^k} \Pr(s / A_k)}{\sum_{s \in S_2^k} \Pr(s / A_k)} \right]$$

其中:

b_k 是编码比特, k 是 $\log_2 M$ 个比特组内表示一 PAM 信号的比特索引, 即标号, 其中 $0 \leq k < \log_2 M$;

A_n 是对应于 b_k 的接收到信号；以及

S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$, $b_k = 1$ 。

35. 如权利要求 32 所述的装置，其特征在于扩展的信号星座图是通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展，其中 M 是基本一维信号星座图内的信号点数， i 为整数。

36. 如权利要求 35 所述的装置，其特征在于经扩展的信号星座图被限制为从接收到的点的 $\pm M$ 个点。

37. 如权利要求 32 所述的装置，其特征在于信号星座图是脉冲幅度调制 (PAM) 星座图。

38. 一计算机可读媒质，包含指令以控制计算机实现一方法，其特征在于该方法包括：

确定一比特等于第一值的信号点的第一子集合；

确定该比特等于第二值的信号点的第二子集合，其中第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点；

作为接收到信号点的函数确定该比特等于第一值或第二值的概率；以及

基于该比特等于第一值或第二值的概率确定软判决码元。

39. 如权利要求 38 所述的媒质，其特征在于所述软判决码元表示为对数似然比 (LLR)。

40. 如权利要求 32 所述的媒质，其特征在于 LLR 根据以下关系式而经确定：

$$LLR(b_k) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} \Pr(s / A_n)}{\sum_{s \in S_k^1} \Pr(s / A_n)} \right]$$

其中：

b_k 是编码比特， k 是 $\log_2 M$ 个比特组内表示一 PAM 信号的比特索引，即标号，其中 $0 \leq k < \log_2 M$ ；

A_n 是对应于 b_k 的接收到信号；以及
 S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$, $b_k = 1$ 。

41. 如权利要求 38 所述的媒质，其特征在于扩展的信号星座图是通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展，其中 M 是基本一维信号星座图内的信号点数， i 为整数。

42. 如权利要求 41 所述的媒质，其特征在于经扩展的信号星座图被限制为从接收到的点的 $\pm M$ 个点。

43. 如权利要求 38 所述的媒质，其特征在于信号星座图是脉冲幅度调制 (PAM) 星座图。

用预编码确定对数似然比的方法和装置

相关申请

本申请对于美国临时专利申请序列号 60/334363 有优先权，后者题为“Turbo Coding with Precoding for Multi-Path Fading Channel”，提交于 2001 年 11 月 29 号，在此引入作为参考。

背景

领域

本发明一般涉及无线通信，尤其涉及在使用预编码时用于确定 turbo 码的对数似然比和卷积码的分支度量的方法和装置。

背景

无线通信系统被广泛用于提供多种类型的通信，诸如语音、分组数据等。这些系统基于码分多址（CDMA）、时分多址（TDMA）、正交频分复用（OFDM）或一些其它的多址技术。

在严重多径衰落的无线信道上，以高频谱效率的高速率数据传输是一大挑战。现在，OFDM 被认为是该种信道的有效调制技术。OFDM 已被用于几种无线 LAN 标准。OFDM 还被考虑用于宽带无线接入（BWA）系统。虽然 OFDM 调制在处理严重多径衰落信道时很有用，但它有几点缺点。

OFDM 系统的一个缺点是与频域内的保护音调和时域内的循环前缀相关的开销。低效率还来自数据传输块的分辨率问题。传输的最小块大小为每 OFDM 码元的比特数。如果载波的数目很大，且使用高阶调制字母表，则该数目会很大。对于突发数据传输系统，由于一般帧长度不是每 OFDM 码元的比特数的整数倍，所以比特被浪费在填充中。由于填充引起的浪费尤其对于小帧长度是不可忽略的。

OFDM 的另一显著缺点是对非线性性和相位噪声的较大敏感性。OFDM 已调信号的幅度是高斯分布的。OFDM 信号的高的峰值平均功率比使得它对于非线性或削波失真很敏感，因为信号峰值有时会进入功率放大器的饱和区域。这导致

比特差错率 (BER) 降级以及相邻信道干扰。因此, 需要较大的输出功率回退以减少 OFDM 信号的恶化。

使用好的信道编码的 OFDM 解决了一些上述的问题。信道编码连同信道交织器还除去了 OFDM 系统中比特载入的需要。然而, 信道编码不能解决 OFDM 的效率问题。如果 OFDM 参数未经合适选择, 则数据传输效率会很低。

带有高阶正交幅度调制 (QAM) 的带宽受限单载波系统是对于有线和直线无线系统带有高频谱效率的高速率数据传输广泛使用的方案。它不受到上述的 OFDM 缺点的影响。然而, 在严重多径衰落信道内对于单载波系统的信道均衡是一椿困难的任务。线性均衡器不能提供满意的性能。通过仿真发现即使对单载波系统使用较低速率信道编码, 以使得对于单载波和 OFDM 系统的总开销和频谱效率相同, 但带有线性均衡器和理想均衡器抽头的单载波性能只是略微优于 OFDM。

使用判决反馈均衡器 (DFE) 是对于严重码元间干扰 (ISI) 问题的信道的非常有效均衡方案。DFE 需要过去没有延时的码元估计以在当前码元中减去由过去码元产生的 ISI。如果过去码元估计无差错, 则它们引起的 ISI 可以在不增强噪声的情况下被完全去除。这解释了理想 DFE 的超高性能, DFE 假设在接收机处有过去码元的无差错估计。如果对过去的码元进行不正确的判决, 则会导致误差传递。通过仿真发现对于严重多径信道, 误差传递的影响很大, 会导致 DFE 性能比线性均衡器还差。

提出了多种方法以减少 DFE 的误差传递。一种方法提出将可靠性测度分配给每个均衡后的软码元。要反馈到 DFE 的码元估计基于该可靠性。例如, 如果均衡后的码元有较高的可靠性, 则反馈回硬判决; 否则, 反馈回未经硬判决的均衡后码元。

另一方法提出在均衡和信道解码器间以 turbo 方式进行迭代, 这在文献内被称为 turbo 均衡。主要的想法是如果信道解码器在其输出端生成比它在其输入端从均衡器接收到的更佳的编码比特估计, 则该估计可以被反馈回 DFE。接着在下一 DFE 迭代中, 在 DFE 内会有较少的误差传递, 以后每次迭代如此。第一个方法的实现增加的复杂性几乎可以忽略, 而第二个方法有很大的复杂性和延时的增加。不幸的是, 这些方法仅是抗误差传递勉强称得上有效的方法。

因此在领域内需要一种技术可以减少误差传递的影响。

摘要

本发明的方面描述一种装置和方法，用于在无线通信系统内恢复发送的数据，该方法可以减少误差传递的影响。接收来自多个编码后比特的多个调制码元。声明一种在无线通信系统内恢复发送的数据的装置和方法。接收多个信号点，每个信号点包括多个来自多个编码后比特的调制码元。确定第一信号点子集合，对该子集合，一比特等于第一值，并确定第二信号点子集合，对该子集合，该比特等于第二值。第一和第二子集合是来自扩展的信号星座图的信号点。在一实施例中，扩展的集合的星座图通过向原始星座图内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展，其中 M 是在基本的一维信号星座图内的信号点数，而 i 是整数。

比特等于第一值或第二值的概率作为接收到的信号点的函数而被确定的。可以基于比特等于第一值或第二值的概率而确定软判决码元。软判决码元可以被表示为对数似然比。

当存在信道编码时，该信道编码使用软判决以计算 turbo 码的 LLR（或卷积编码的软判决维特比解码的比特分支度量），则在计算比特 LLR 或分支度量导致解码器的严重性能恶化前折叠接收到的星座图（通过模函数）。这样，使用扩展的信号星座图确定 LLR，从而显著地改善了解码器的操作。

本发明的多个方面和实施例在以下详细描述。本发明还提供实现本发明的不同方面、实施例和特征的技术、方法、接收机、发射机、系统和其它装置和元件，如在以下将详述的。

附图的简要描述

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，附图中相同的符号具有相同的标识，其中：

图 1 说明能实现本发明的各个方面和实施例的通信系统的简化框图；

图 2A 和 2B 是 (1) 用单个编码和调制方法和 (2) 在每天线基础上分开的编码和调制方案对数据进行编码和调制的两个相应的发射机框图；

图 3 说明包含预编码器的通信系统框图；

图 4 说明使用 turbo 编码和预编码的通信系统框图；

图 5 说明接收到的模信号星座图和扩展的信号星座图示例；以及

图 6 说明确定软判决码元采取的步骤的流程图。

最优实施例的详细描述

预编码是一种去除误差传递效应并接近理想判决反馈分析器 (DFE) 的性能的已知技术。理想 DFE 需要信道和过去码元的完美估计。接收机可以获得信道的几乎完美估计,但不能获得过去码元的完美估计。在另一方面,发射机完全知道过去的码元。因此,如果发射机能获得信道估计,则能进行信道的预均衡。对于无线局域网 (WLAN) 或 WAN 应用,其中,接入点和用户几乎是静止或缓慢移动的,无线信道可以被认为是互易的。则接入点和用户可以有信道估计,因为信道估计在两个方向上是相同的。如果假设因为某些原因不符合互易性,则预编码仍是一个可行的选择。信道估计可以经测量,并从接收机在数据传输前的初始对话前被发送到发射机。直接预均衡受到发射功率可能的增加以及峰值平均功率比的可能增加的负面影响。然而,该问题可以很好地通过 Tomlinson-Harashima (TH) 预编码解决。

图 1 说明能实现本发明的各个方面和实施例的通信系统的简化框图。在一实施例中,通信系统 100 是 CDMA 系统,它符合 cdma2000、W-CDMA、IS-856 以及/或一些其它 CDMA 标准。在发射机单元 110 中,数据一般以分组形式从数据源 112 被发送到发射 (TX) 数据处理器 114,该处理器对数据进行格式化、编码和处理以生成一个或多个模拟信道。模拟信号然后被提供给发射机 (TMTR) 116,它对信号进行 (正交) 调制、滤波、放大并上变频以生成已调信号。已调信号然后通过一个或多个天线 118 (在图 1 中只示出一个) 被发送到一个或多个接收机单元。

在接收机单元 150 处,发送的信号由一个或多个天线 152 接收 (同样,只示出一个),并被提供给接收机 (RCVR) 154。在接收机 154 内,接收到的信号经放大、滤波、下变频、(正交) 解调以及数字化以生成采样。这些采样然后经接收 (RX) 数据处理器 156 经处理并经解码以恢复发送的数据。接收机单元 150 处的处理和解码以与发射机单元 110 处实现的处理和编码互补的方式实现。恢复的数据然后被提供给数据宿 158。

图 2A 是发射机单元 2a 的框图,这是图 1 内的发射机系统 110 的发射机部分的实施例。在该实施例中,为所有 N_f 个发射天线使用单个编码方案,对所有发射天线的 N_f 个频率子信道使用单个调制方案。发射机单元 200a 包括 (1) TX 数据处理器 114a,它接收并根据特定编码方案对话务数据进行处理以提供编码后的数据,以及 (2) 调制器 116a,它根据特定的调制方案对编码后的数据进

行调制，以提供已调数据。TX 数据处理器 114a 以及调制器 116a 是图 1 中相应的 TX 数据处理器 114 和调制器 116 的一个实施例。

在图 2A 内示出的特定实施例中，TX 数据处理器 114a 包括编码器 212、信道交织器 214 以及多路分解器 (Demux) 216。编码器 212 接收并对话务数据 (例如信息比特) 根据选定的编码方案进行编码，以提供编码后的比特。编码增加了数据传输的可靠性。选定的编码方案可以包括任何循环冗余校验 (CRC) 编码、卷积编码、Turbo 编码、分组码等的组合。编码器 212 的几种设计如下描述。

信道交织器 214 然后基于特定的交织方案对编码后的比特进行交织，并提供交织后的编码后比特。交织提供了编码后比特的时间分集，使得数据基于用于数据传输的频率和/或空间子信道的平均信道对噪声和干扰比 (SNR) 而被发送，抗衰落并进一步移去用于形成每个调制码元的编码后比特间的相关。如果编码后的比特在多个频率子信道上经发送，则交织还可以进一步提供频率分集。编码和信道交织在以下详述。

多路分解器 216 然后将经交织和经编码的数据多路分解为 N_T 个经编码数据流，为 N_T 个发射天线用于数据传输。这 N_T 个编码后的数据流然后被提供给调制器 116a。

在图 2A 示出的特定实施例中，调制器 116a 包括 N_T 个 OFDM 调制器，每个 OFDM 调制器经分配以处理一个发射天线的相应编码后数据流。每个 OFDM 调制器包括码元映射元件 222、快速傅立叶反变换器 (IFFT) 224、循环前缀发生器 226。在该实施例中，所有的 N_T 个码元映射元件 222a 到 222t 实现相同的调制方案。

在每个 OFDM 调制器中，码元映射元件 222 将接收到的编码后比特映射为 (多达) N_F 频率子信道的调制码元，这些子信道用于在与 OFDM 调制器相关的发射天线上进行数据传输。码元映射元件 222 实现的特定调制方案由控制器 130 提供的调制控制而确定。对于 OFDM，调制的实现可以通过分组成编码后的 q 个比特集合以形成非二进制码元，并将每个非二进制码元映射到对应选定调制方案 (例如 QPSK、M-PSK、M-QAM 或一些其它方案) 的信号星座图内的特定点。每个映射的信号点对应 M 元调制码元，其中 $M = 2^q$ 。码元映射元件 222 然后为每个传输码元时段提供 (多达) N_F 个调制码元的向量，每个向量内的调制码元数对应该传输码元时段用于数据传输的频率子信道数。

如果常规的非迭代码元解映射和解码在接收机系统处实现，则最好为码元映射使用 Gray 映射，因为它提供在比特差错率（BER）意义上较好的性能。采用 Gray 映射，信号星座图内的相邻点（在水平和垂直方向上）在 q 个比特位置上只相差一个位置。Gray 映射减少了更有可能的差错事件的比特差错数，这对应接收到的调制码元被映射到接近正确位置的位置，在该情况下，只有一个编码后的比特会被错误地接收到。

IFFT 224 然后将每个调制码元向量使用快速傅立叶反变换转换成其时域表示（这被成为 OFDM 码元）。IFFT 224 可以被设计成在任何数量的频率子信道上（例如 8、16、32、...、 N_F 、...）实现反变换。在一实施例中，对于每个 OFDM 码元，循环前缀发生器 226 重复 OFDM 码元的一部分，以形成对应的传输码元。循环前缀保证传输码元在有多径延时扩展时保留其正交特性，从而改善抗恶化路径效应的性能，诸如频率选择衰落引起的信道色散。来自循环前缀发生器 226 的传输码元然后可以被提供给相关的发射机 122，并经处理以生成已调信号，然后这信号被从相关天线 124 发送。

图 2B 是发射机单元 200b 的框图，这是图 1 的发射机系统的发射机部分的另一实施例。在该实施例中，为 N_T 个发射天线的每个使用特定的编码方案，并为每个发射天线的所有 N_F 个频率子信道使用特定的调制方案（即每天线基础上分开的编码和调制）。用于每个发射天线的特定编码和调制方案可以基于预计的信道条件而选择（例如通过接收机系统并被发送回发射机系统）。

发射机单元 200b 包括（1）TX 数据处理器 114b，它接收并根据分开的编码方案对话务数据进行编码以提供编码后的数据以及（2）调制器 116b，它根据分开的调制方案对编码后的数据进行调制以提供已调数据。TX 数据处理器 114b 和调制器 116b 是图 1 内 TX 数据处理器 114 和调制器 116 相应的实施例。

在图 2B 示出的特定实施例中，TX 数据处理器 114b 包括多路分解器 210、 N_T 个编码器 212a 到 212t、 N_T 个信道交织器 214a 到 214t（即对每个发射天线一个编码器和信道交织器集合）。多路分解器 210 将话务数据（即信息比特）多路分解为 N_T 个数据流，用于进行数据传输的 N_T 个发射天线。每个数据流然后被提供给相应的编码器 212。

每个编码器 212 接收并基于为对应发射天线选择的特定编码方案而对相应的数据流进行编码以提供编码后的比特。来自每个编码器 212 的编码后比特被提供给相应的信道交织器 214，它基于特定的交织方案对编码后的比特进行交

织以提供分集。信道交织器 214a 到 214t 然后向调制器 116b 提供 N_T 个发射天线的 N_T 个经交织和编码的数据流。

在图 2B 示出的特定实施例中，调制器 116b 包括 N_T 个 OFDM 调制器，每个 OFDM 调制器包括码元映射元件 222、IFFT 224 以及循环前缀发生器 226。在该实施例中， N_T 个码元映射元件 222a 到 222t 可以实现不同的调制方案。在每个 OFDM 调制器内，码元映射元件 222 将 q_n 个编码后比特的组经映射以形成 M_n 元调制码元，其中 M_n 对应于为第 n 个发射天线选择的特定调制方案（如由控制器 130 提供的调制控制而确定的），且 $M_n = 2^{q_n}$ 。IFFT 224 的相继处理和循环前缀发生器 226 如上所述。

还可以实现发射机单元的其它设计，且在本发明的范围内。例如，编码和调制可以为每个发射天线的子集合、每个传输信道或每个传输信道组分开实现。编码器 212、信道交织器 214、码元映射元件 222、IFFT 224 以及循环前缀发生器的实现在领域内是已知的，在此不作详细描述。

带有 OFDM 和不带有 OFDM 的 MIMO 系统的编码和调制在以下文档中进一步描述：美国专利申请序列号 09/826481 和 09/956449，两者题为“Method and Apparatus for Utilizing Channel State Information in a Wireless Communication System”，相应地提交于 2001 年 3 月 23 日和 2001 年 9 月 18 日；美国专利申请序列号 09/854235，题为“Method and Apparatus for processing Data in a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System Utilizing Channel State Information”，提交于 2001 年 5 月 11 日；美国专利申请序列号 09/776075，题为“Coding Scheme for a Wireless Communication System”，提交于 2001 年 2 月 1 日；以及美国专利申请序列号 09/992087，提交于 2001 年 11 月 6 日。这些申请被转让给本发明的受让人，并在此引入作为参考。还可以使用其它的编码和调制方案，且在本发明的范围内。

在美国专利申请序列号 09/532492 内还描述了一示例 OFDM 系统，题为“High Efficiency, High Performance Communication System Employing Multi-Carrier Modulation”，提交于 2000 年 3 月 30 日，被转让给本发明的受让人，并在此引入作为参考。OFDM 还由 John A.C. Bingham 在论文“Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come”中有描述，IEEE 通信杂志，1990 年 5 月，在此引入作为参考。

可以在传输前使用多种类型的编码器。例如，编码器可以实现任何以下编码（1）串行链接卷积编码（SCCC），（2）并行链接卷积编码（PCCC），（3）简单卷积编码，（4）包括分组编码和卷积编码的链接编码等。链接卷积编码还被称为 Turbo 编码。

上述的信号处理支持语音、视频、分组数据、消息和其它单向的通信类型的传输。双向通信系统支持双向数据传输，且以类似的方式进行操作。

图 3 说明包括预编码器的通信系统的框图 300。在图 3 内， a_k 表示来自 QAM 信号星座图的复数调制码元 304，其中 k 为时间索引。考虑正方形的 QAM 信号星座图，其中可以被视为带有 M 点的两个 PAM 星座图即 $(-(M-1), -(M-3), \dots, -(M-3), -(M-1))$ 的卡笛尔乘积。复数调制码元 304 被输入预编码器 308。预编码器函数 312 被定义为 (1)

$$X_k = a_k - [X_{k-1}h_{-1} + X_{k-2}h_{-2} + \dots + X_{k-L}h_{-L}] \text{ 模 } 2M \quad (1)$$

这可以被重写为实部和虚部，

$$X_k = a_k + 2M(l_k + jm_k) - [X_{k-1}h_{-1} + X_{k-2}h_{-2} + \dots + X_{k-L}h_{-L}] \quad (2)$$

其中 l_k 和 m_k 是整数，使得 X_k 的实虚部在 $\pm M$ 间；即 $-M \leq \text{Re}[X_k], \text{Im}[X_k] \leq M$ 。

因此，预编码器函数是当前码元 (a_k) 减去先前编码器输出 (X_{k-1} 等) 和先前信道冲击响应 (h_{-1} 等) 的乘积的函数。

预编码器输出 312 然后输入到组合的传递函数 316。图 3 的 $H(z)$ 表示发射滤波器、多径信道、接收滤波器以及均衡器的前向反馈滤波器的组合传递函数 316，如图 4 的框 450 说明的（见图 4 内）。假设组合的信道冲击响应限制到 $L+1$ 个码元，则 $H(z)$ 可以表示为

$$H(z) = 1 + h_{-1}z^{-1} + h_{-2}z^{-2} + \dots + h_{-L}z^{-L} \quad (3)$$

组合的传递函数 316 的输出表示为 Y_k （或 320）。因此，从等式 (2) 得到：

$$a_k + 2M(l_k + jm_k) = X_k + X_{k-1}h_{-1} + X_{k-2}h_{-2} + \dots + X_{k-L}h_{-L} = Y_k \quad (4)$$

N_k 表示复数相加的白高斯噪声 (AWGN) 324，其功率频谱密度为 $N_0/2$ 。当组合的传递函数 320 与相加的白高斯噪声混合时，结果用 Z_k (328) 表示：

$$Z_k = Y_k + N_k = a_k + 2M(l_k + jm_k) + N_k \quad (5)$$

以及

$$W_k = Z_k \text{ mod } 2M \quad (6)$$

其中 MOD 2M 函数 322 表示将发送的信号能量限制在接近未经预计的星座

图的能量，且 w_k (336) 表示判决统计量。

相应地，使用预编码导致基本信号星座图的扩展。这意味着如果 a_k 时原始 QAM 星座图的信号点，则 $a_k + 2M(l_k + jm_k)$ 还是扩展的信号星座图内的有效信号点，其中 l_k 和 m_k 为整数。这样，接收机处的模 $2M$ 操作将扩展的信号星座图折叠回原始星座图。

预编码器的性能稍微差于理想 DFE 均衡器的性能，因为至少有以下原因：在预编码后的信号不再离散，而是在 $[-M, M]$ 间均匀分布，导致对于两个信号点间的相同最小距离的发送能量稍微增高。这被称为预编码损失，给出为

$$\frac{M^2 - 1}{M^2}$$

该损失对于大星座图是可以忽略不计的。而且，预编码器的性能稍微差于理想 DFE 均衡器的性能，因为预编码导致基本信号星座图的扩展，平均最近相邻数的增加，从而略微降低了差错性能。但是，预编码是非常强大、简单且实际的接近理想 DFE 性能的方法。

在图 4 内说明了使用 turbo 编码和预编码的通信系统 400 的框图。要发送的二进制数据分组 404 经 turbo 编码器 408 编码，它生成编码比特 412 序列。Turbo 编码可以是并行或串行的链接码。而且，可以使用截短以生成任何码率。在 turbo 编码后，编码比特 412 的序列被送到映射器 416，在此它们被一起分组 ($2\log_2 M$)，并被映射到 M^2 -QAM 信号星座图内的一点。在一实施例中，使用 Gray 编码。映射器 416 的输出是复数值调制码元 420 序列。复数值码元序列 420 被输入预编码器 424。预编码器的函数在一下关于图 3 讨论。

预编码器输出还是复数值 428。在一实施例中，复数值信号 428 包括在 $-M$ 和 $+M$ 间均匀分布的实部和虚部，其中 M 表示组成的脉冲幅度调制 (PAM) 星座图内的信号点数。预编码器输出 428 然后输入到脉冲成形发射滤波器 432 内。接收滤波器 436 对接收机处是互补的成形滤波器。发射滤波器和接收滤波器两者可以是平方根 Nyquist 滤波器，使得组合响应为 Nyquist。发射滤波器 432 和对应的接收滤波器 436。

WLAN 的发射信道 440 可以建模为独立多径 Rayleigh 衰落信道，接着是加性白高斯噪声 (AWGN) 444。前馈滤波器 448 是信道均衡器的前馈部分，且可以被部分地间隔。接收滤波器 436 于前馈滤波器的组合可被认为等效于组合的信道匹配滤波器和噪声白化滤波器。给定发射和接收滤波器以及信道的脉冲响

应，前馈滤波器和预编码器的系数可以使用最小均方误差（MMSE）准则进行计算。

Z_n 表示反馈滤波器的输出 452，它被送回 LLR 度量计算机 456（ n 为时间索引）。LLR 度量计算机 456 可以是微处理器、软件、微处理器上运行的微代码、在应用专用集成电路（ASIC）内包括的或以其它一些形式。LLR 计算机 456 的输出 460 给出特定比特为特定值的概率，且输入链接的卷积编码器 464，诸如 turbo 编码器，从而生成解码后的数据 468。

前馈滤波器 448 的输出表示为：

$$Z_n = A_n + jB_n = a_n + 2M(l_n + jm_n) + N'_n \quad (7)$$

其中 a_n 为对应的发送 QAM 码元，且 N'_n 为复数 AWGN 噪声采样。 Z_n 是对于发送的码元 a_n 的接收的软判决。

LLR 计算机模块 456 为每个接收的软 QAM 码元计算 $2\log_2 M$ 比特 LLR。由于正方形 QAM 星座图的积对称和 Gray 编码映射，特定编码比特的 LLR 为 A_n （实部）或 B_n （虚部）以及对应的一维 PAM 信号点的函数。换言之，为了计算 LLR，接收到的 QAM 信号可被视为由两个独立 PAM 信号组成。因此，对于对应于接收到信号 A_n 的给定编码比特 b_k 的 LLR（ k 是 $\log_2 M$ 个比特组内表示一 PAM 信号的比特索引或标号， $0 \leq k < \log_2 M$ ），假设相等类似的调制码元，给出为：

$$\begin{aligned} LLR(b_k) &= \ln \left[\frac{\Pr(b_k = 0 / A_n)}{\Pr(b_k = 1 / A_n)} \right] = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} \Pr(s / A_n)}{\sum_{s \in S_k^1} \Pr(s / A_n)} \right] \\ &= \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} \Pr(A_n / s)}{\sum_{s \in S_k^1} \Pr(A_n / s)} \right] = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_k^0} e^{-\frac{(A_n - s)^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{s \in S_k^1} e^{-\frac{(A_n - s)^2}{2\sigma^2}}} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

其中 S_k^0 和 S_k^1 表示 M-PAM 信号点的子集合，其中分别对应 $b_k = 0$ ， $b_k = 1$ 。如上所述，由于预编码，接收到的软判决 A_n 和 B_n 属于扩展的 PAM 信号星座图。因此，LLR 的确定是通过确定给定发送 s 情况下接收到 A_n 的概率。如在等式（8）内的最后一部分说明的，LLR 的计算可以包括噪声因子 σ^2 的影响。

对 A_n 和 B_n 实现模 $2M$ 操作将接收到的信号点折叠回基本星座图，如果在 A_n 和 B_n 上实现硬判决，这是合适的。然而，当有信道编码时，它使用软判决以计算 turbo 码的比特 LLR（或卷积码的软判决维特比解码的比特分支度量），则在计算比特 LLR 或分支度量前折叠接收到的星座图导致解码器的性能严重降级

这在图 5 内示例说明。

图 5 内说明接收到的模信号星座图，以及扩展的信号星座图。框 504 表示模（未经扩展的）信号星座图，包括点-3, -1, 1, 3，这分别对应 gray 码（对于比特 b_0 和 b_1 ）11, 10, 00, 01。如果点 508 如说明的被接收（在“4”以外）且实现模 2M 操作，则点 508 被转换成点 512（在-4 以内）。在未经扩展的星座图内，评估点 512 为 0 或 1 的概率。比特 b_0 为“1”的概率很高，因为最接近比特 b_0 的唯一值为“1”（大概有 95%的概率）。然而，如果考虑扩展的信号星座图，评估点 508 为 0 或 1 的概率。因为点 508 稍微更接近“11”而不是“01”，则比特 b_0 为“1”的概率要低很多（大致 55%的概率）。因此，在计算 LLR 前使用扩展的信号星座图，且不使用模 2M 操作，会有准确得多的给定比特概率确定。

因此，当有预编码器时，所进行的去除模操作并在扩展的信号星座图上计算比特 LLR 的修改被用于计算比特 LLR 或分支度量。换言之，集合 S_k^0 和 S_k^1 通过向原始集合内的每个点加入 $2Mi$ 而经扩展，其中 i 为整数。LLR 然后使用经扩展的集合而被确定。预确定从信道实现总集要考虑的所需的 i 的可能值范围。通过仿真，已确定使用大量信道实现， $i = -2, -1, 0, 1, 2$ 一般足够了；然而，可以考虑使用 i 的任何值。假设上述范围的 i 足够了，则扩展的信号集合 S_k^0 和 S_k^1 的势是原始集合的四倍。这大大增加了 LLR 计算的复杂度。然而，这可以被最小化，如果对于 LLR 或度量计算仅考虑在接收点 $\pm M$ 内的这些点。

图 6 说明确定 LLR 的方法流程图 600。在 604 接收多个解调信号点。已解调信号点包括多个编码后的比特和噪声。信号点的第一子集合和信号点的第二子集合在 608 处被确定。下一步，在 612 在接收到特定软判决情况下，确定被接收的给定比特的概率。接收到的软判决属于扩展的信号星座图。因此，如等式 (8) 示出，616 处确定 LLR，作为接收到的比特为“1”或“0”的概率和的对数比。

天线分集诸如多输入多输出 (MIMO) 系统，是一种改善在衰落信道上的数据传输性能的强大方案。上述的预编码方法以及使用比特扩展星座图的 LLR 的确定，也同样适用于使用多接收天线分集的通信系统，或是组合或是选择分集。

因此，描述了一种与预编码器一起确定 LLR 的新颖和改进的方法和装置。本领域内的技术人员可以理解信息和信号可能使用各种不同的科技和技术表示。例如，上述说明中可能涉及的数据、指令、命令、信息、信号、比特、码元和码片最好由电压、电路、电磁波、磁场或其粒子、光场或其粒子、或它们

的任意组合来表示。

本领域的技术人员还可以理解，这里揭示的结合这里描述的实施例所描述的各种说明性的逻辑块、模块、电路和算法步骤可以用电子硬件、计算机软件或两者的组合来实现。为清楚地说明硬件和软件的可互换性，各种说明性的组件、方框、模块、电路和步骤一般按照其功能性进行阐述。这些功能性究竟作为硬件或软件来实现取决于整个系统所采用的特定的应用程序和设计约束。技术人员可以以多种方式对每个特定的应用实现描述的功能，但该种实现决定不应引起任何从本发明范围的偏离。

各种用在此的说明性实施例揭示的逻辑块、模块和电路的实现或执行可以用：通用处理器、数字信号处理器(DSP)或其它处理器、应用专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)或其它可编程逻辑器件、离散门或晶体管逻辑、离散硬件组件或任何以上的组合以实现在此描述的功能。通用处理器最好是微处理器，然而或者，处理器可以是任何常规的处理器、控制器、微控制器或状态机。处理器可以实现为计算设备的组合，例如 DSP 和微处理器的组合、多个微处理器、一个或多个结合 DSP 内核的微处理器或任何该种配置。

在此用实施例揭示的方法步骤或算法可能直接在硬件内、处理器执行的软件模块或两者的组合内执行。软件模块可以驻留于 RAM 存储器、快闪(flash)存储器、ROM 存储器、EPROM 存储器、EEPROM 存储器、寄存器、硬盘、移动盘、CD-ROM、或本领域中已知的其它任意形式的存储媒体中。处理器和存储介质可驻留于专用集成电路 ASIC 中。ASIC 可以驻留于订户单元内，或是其它无线基础设施的形式。或者，处理器和存储介质可以驻留于用户终端的离散元件中。

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。

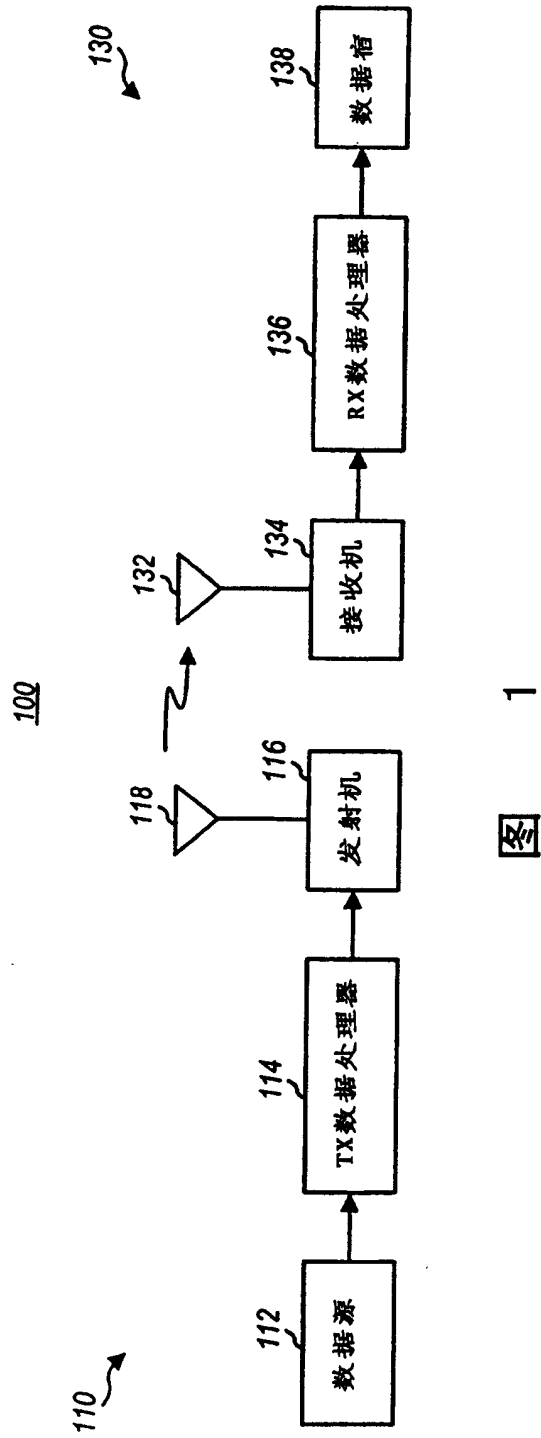


图 1

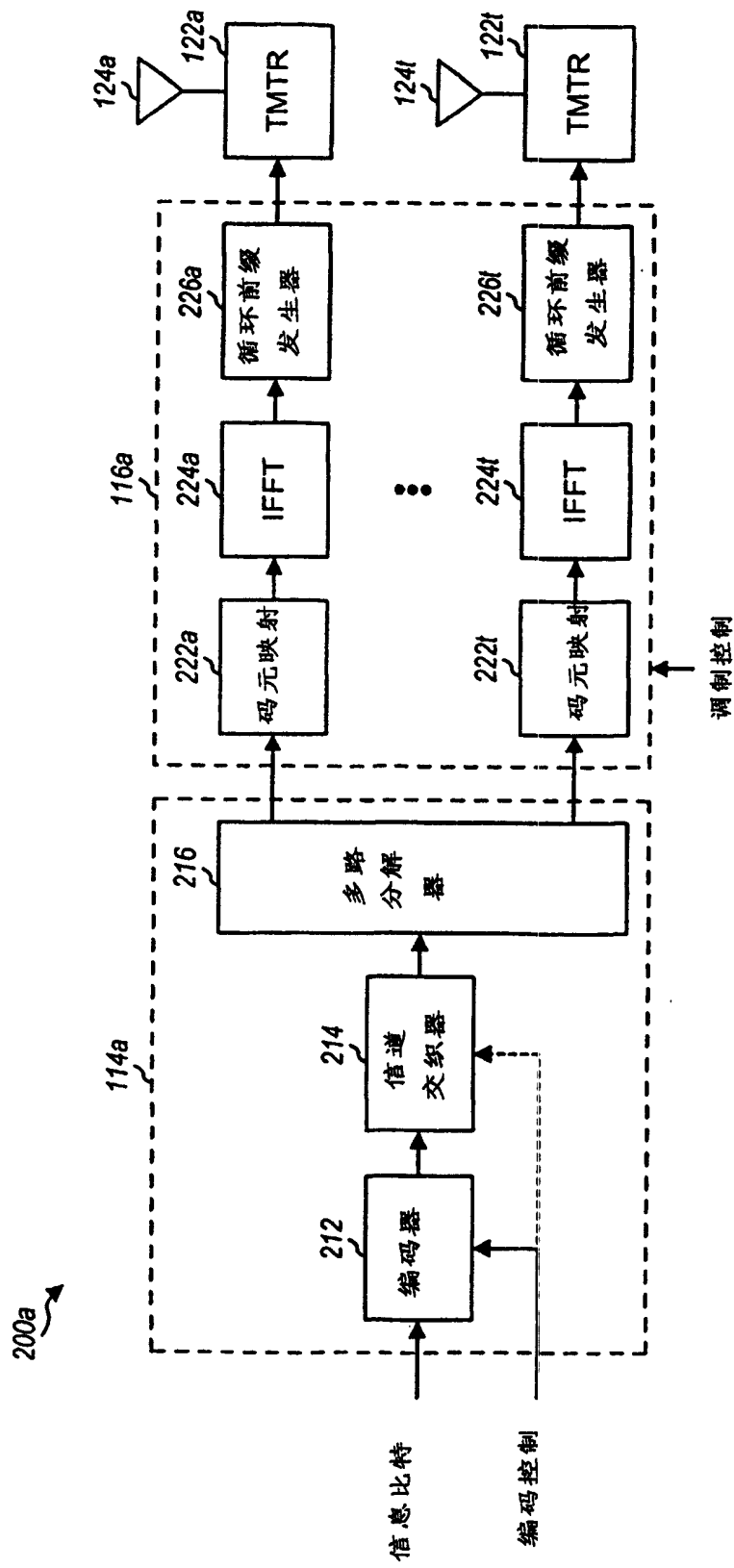


图 2A

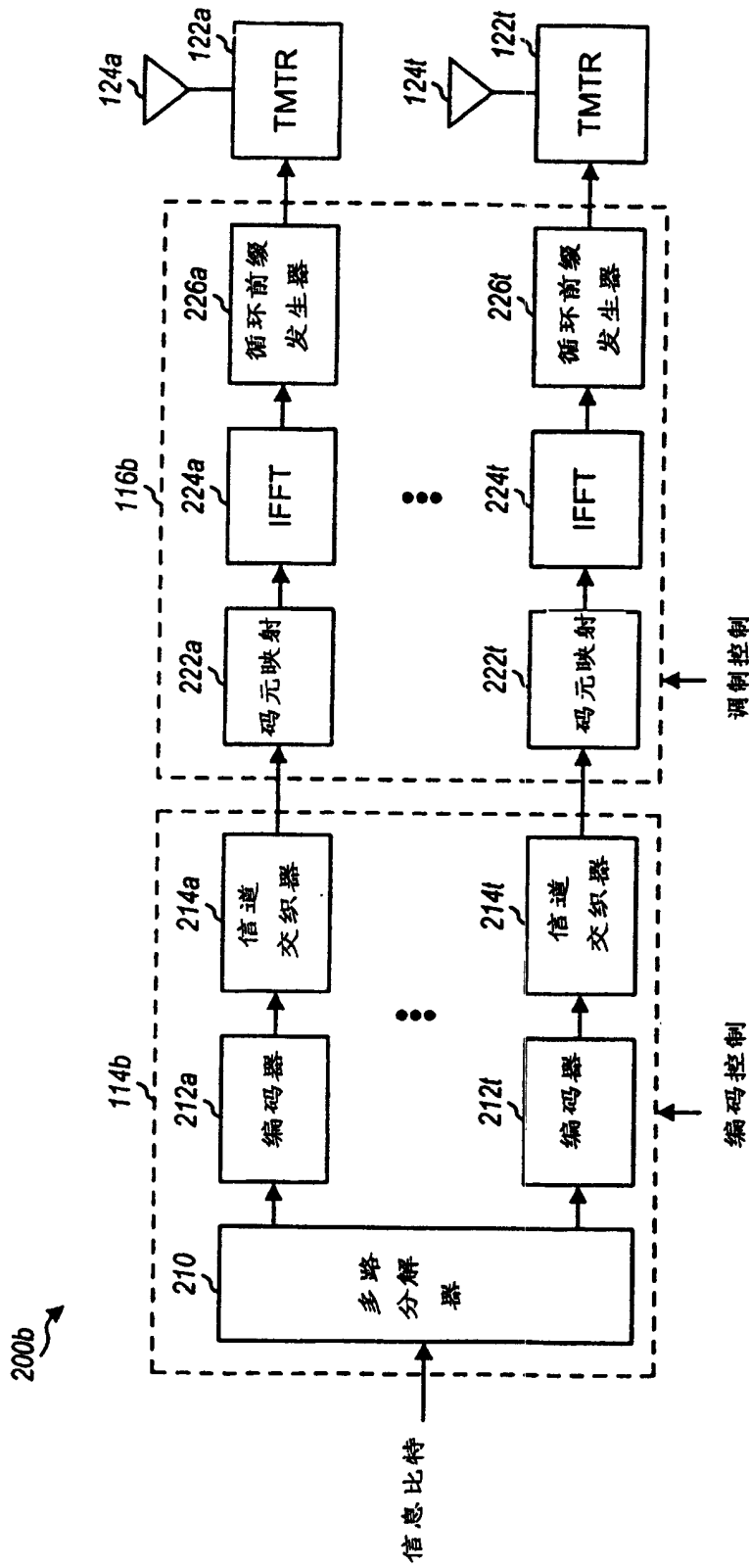


图 2B

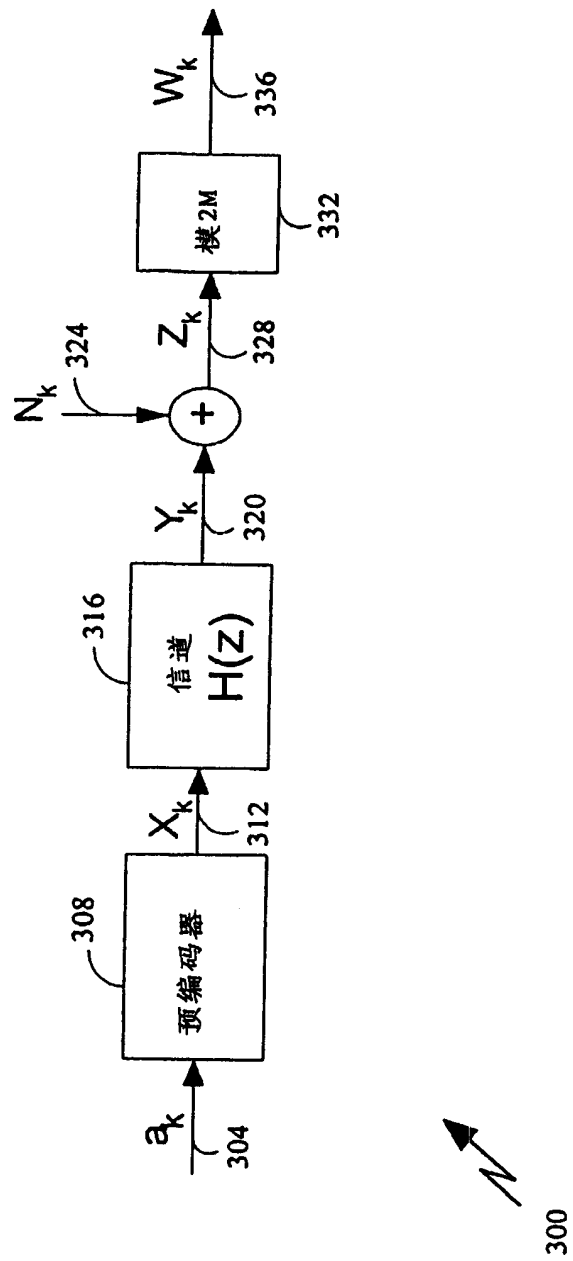


图 3
带有预编码器的通信系统

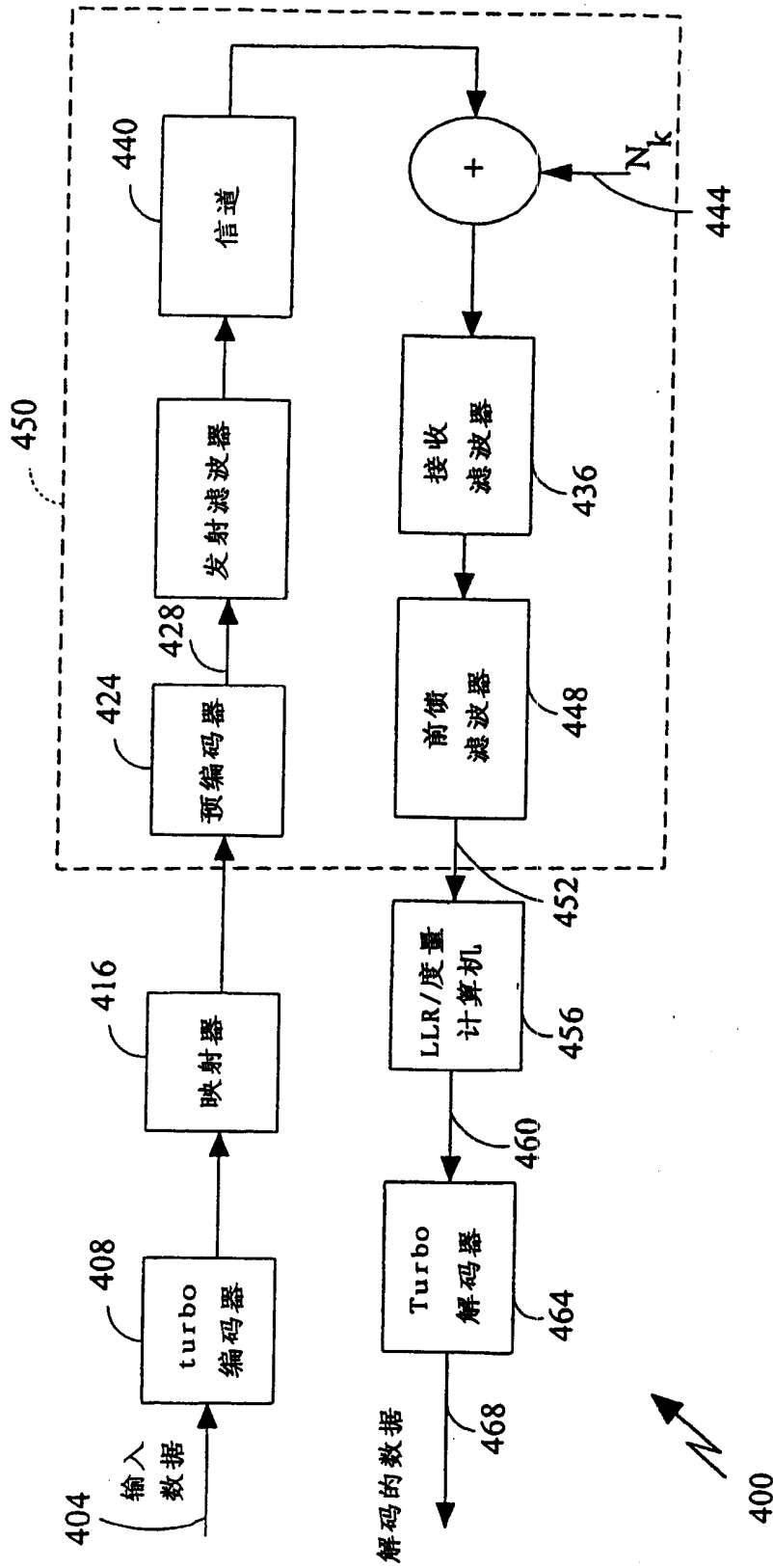


图 4 带有turbo编码和预编码器的通信系统

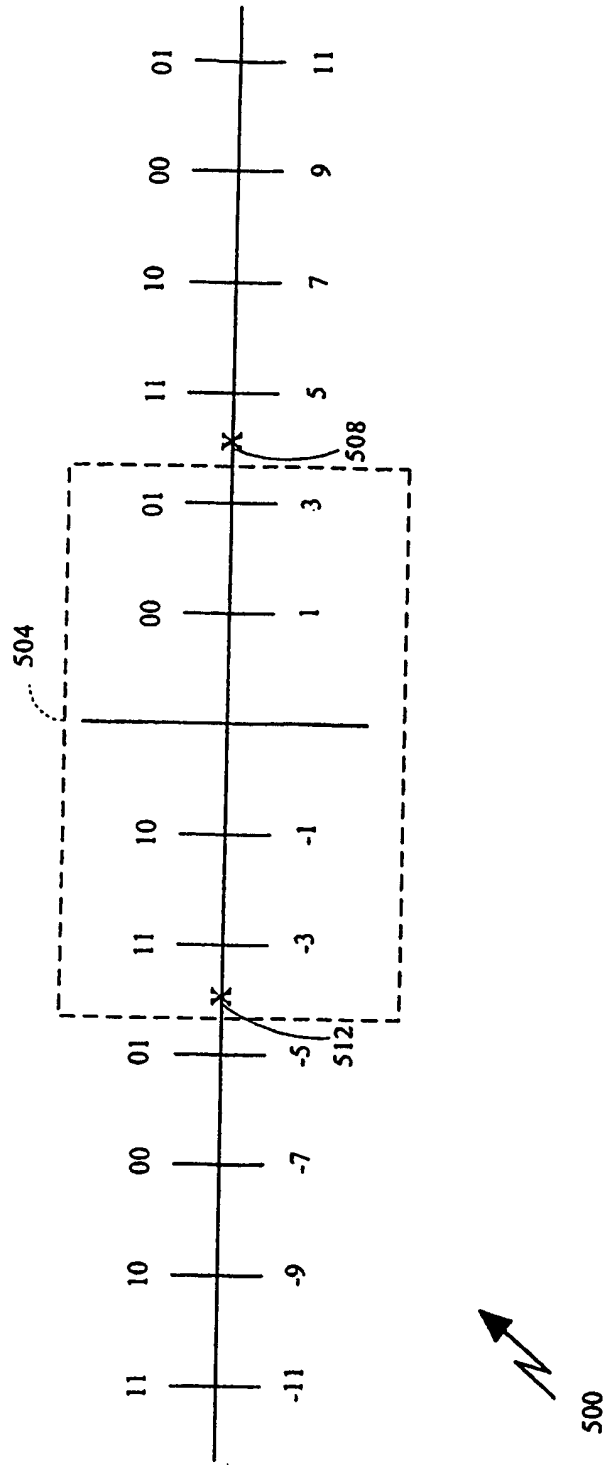


图 5

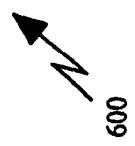
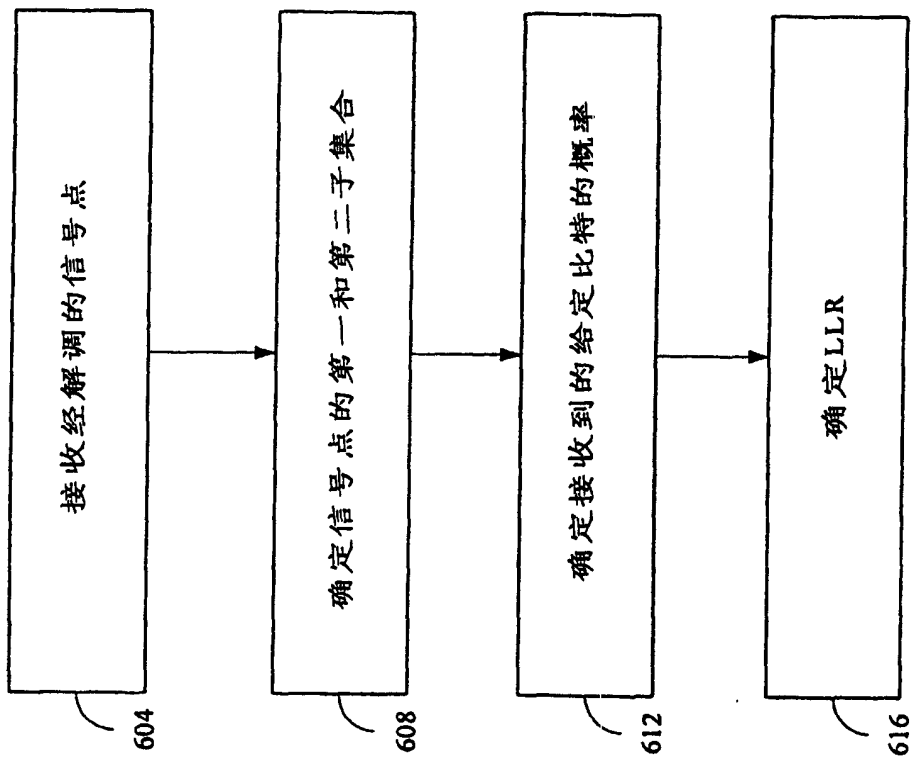


图 6