[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04J 11/00 (2006.01)
H04L 27/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03800607.3

[45] 授权公告日 2007 年 2 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1300963C

[22] 申请日 2003.4.24 [21] 申请号 03800607.3
[30] 优先权
[32] 2002.4.26 [33] KR [31] 10-2002-0022944
[86] 国际申请 PCT/KR2003/000831 2003.4.24
[87] 国际公布 WO2003/092197 英 2003.11.6
[85] 进入国家阶段日期 2004.1.5
[73] 专利权人 三星电子株式会社
地址 韩国京畿道
[72] 发明人 郑椹嵬 柳兴均 尹圣烈
[56] 参考文献
US2002006169A1 2002.1.17
US2001036151A1 2001.11.1
审查员 孙文涵

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
代理人 郭定辉 黄小临

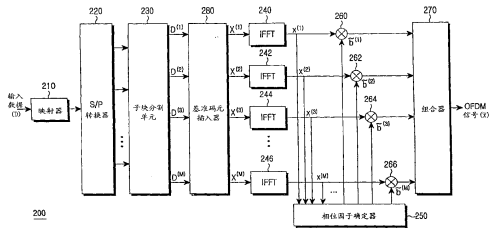
权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 12 页

[54] 发明名称

用于在 OFDM 通信系统中发送与接收部分发送序列的边信息的装置与方法

[57] 摘要

一种 OFDM(正交频分多路复用)通信系统，包括发射器，发射器用来：将串行数据流转换为并行数据；将该并行数据分割为多个具有多个数据块的子块；向每一被分割的块中插入基准码元，该基准码元具有表示相位值与该基准码元所插入位置的信息；将各个块 IFFT 变换(反向快速富里叶变换)为时基信号，其中副载波频率被独立地分配给这些数据块；确定 IFFT 变换了的时基信号的相位因子，以降低峰值-平均值功率比(PAPR)，其中由于 IFFT 变换了的数据块的相位与副载波频率重合，引起非线形失真；以及在发射前根据所确定的相位因子，相位旋转(phase rotating)IFFT 变换了的信号。



1. 一种用于用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用通信系统的发射装置，该装置包括:

子块分割单元，用来将通过并行转换串行数据流所生成的并行数据分割为多个具有多个数据块的子块;

基准码元插入器，用来向每一被分割的子块中插入基准码元，该基准码元具有包括所预定的相位值和幅值的信息;

多个反向快速富里叶变换（IFFT）单元，用来独立地将这些子块 IFFT 变换为时基信号，其中副载波频率被独立地分配给这些数据块;

多个乘法器，用来独立地将 IFFT 变换的信号乘以预定的相关相位因子;以及

组合器，用来组合乘法器的输出，并发射所组合的结果。

2. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中基准码元的相位值为 0°。

3. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中根据子块，基准码元的相位值交替地设置为 0°与 180°。

4. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中根据子块，基准码元的相位值依次设置为 0°、90°、180°、与 270°。

5. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中根据子块，基准码元具有互补序列相位。

6. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中根据子块，基准码元具有沃尔什(Walsh)序列相位。

7. 如权利要求 1 所述的发射装置，进一步包括相位因子确定器，用来确定 IFFT 变换了的时基信号的相位因子，以降低峰值-平均值功率比（PAPR），其中由于 IFFT 变换了的数据块的相位与副载波频率重合，引起非线形失真。

8. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中，所述幅值具有幅值“1”。

9. 如权利要求 1 所述的发射装置，其中，所述基准码元被插入到预定位置上。

10. 一种用于在发射前用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用通信系统的接收装置，该装置包括:

快速富里叶变换（FFT）单元，用来对通过并行转换所接收的信号所生

成的并行数据块进行FFT变换;

子块分割单元，用来将FFT单元的输出分割为多个子块;

多个基准码元检测器，用来从被分割的子块中检测由发射器所插入的基准码元;

多个反向相位旋转单元，用来根据所检测的基准码元的相位值，相位旋转子块;

多个基准码元去除器，用来从反向相位旋转单元的输出中去除所检测到的基准码元; 以及

组合器，用来组合基准码元去除器的输出。

11. 如权利要求10所述的接收装置，其中反向相位旋转单元根据所检测的基准码元的相位值，相位旋转子块相应的反向相位。

12. 一种用于用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用通信系统的发射方法，该方法包括以下步骤:

将串行数据流转换为并行数据;

将该并行数据分割为多个具有多个数据块的子块;

向每一被分割的块中插入基准码元，该基准码元具有包括预定相位值与幅值的信息;

将各个块IFFT变换(反向快速富里叶变换)为时基信号，其中副载波频率被独立地分配给这些数据块;

确定IFFT变换了的时基信号的相位因子，以降低峰值-平均值功率比(PAPR)，其中由于IFFT变换了的数据块的相位与副载波频率重合，引起非线形失真; 以及

在发射前根据所确定的相位因子，相位旋转IFFT变换了的信号。

13. 如权利要求12所述的发射方法，其中基准码元的相位值为0°。

14. 如权利要求12所述的发射方法，其中根据子块，基准码元的相位值交替地设置为0°与180°。

15. 如权利要求12所述的发射方法，其中根据子块，基准码元的相位值依次设置为0°、90°、180°、与270°。

16. 如权利要求12所述的发射方法，其中根据子块，基准码元具有互补序列相位。

17. 如权利要求12所述的发射方法，其中，所述幅值具有幅值“1”。

18. 如权利要求 12 所述的发射方法，其中，所述基准码元被插入到预定位置上。

19. 如权利要求 12 所述的发射方法，其中，根据块，所述相位值具有沃尔什序列相位。

20. 一种用于在发射前用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用通信系统的接收方法，该方法包括以下步骤：

对通过并行转换所接收的信号所生成的并行数据块进行 FFT（快速富里叶变换）变换；

将 FFT 变换了的信号分割为多个子块；

从被分割的子块中检测由发射器所插入的基准码元；

根据所检测的基准码元的相位值，相位旋转被分割的子块；

从相位被旋转的子块中去除基准码元；以及

组合去除了基准码元的子块。

21. 如权利要求 20 所述的接收方法，其中相位旋转步骤包括：根据所检测的基准码元的相位值，相位旋转子块相应的反向相位。

用于在OFDM通信系统中发送与接收部分发送序列的边信息的装置与方法

技术领域

一般地，本发明涉及一种正交频分多路复用（OFDM）通信系统，具体地，涉及一种用于在部分发送序列方案中发送与接收边信息的装置与方法。

背景技术

因为子信道频谱相互重叠并保持正交，所以OFDM技术具有很高的频谱效率。根据OFDM技术，以反向快速富里叶变换（此后称为"IFFT"）调制输入信息码元，而以快速富里叶变换解调IFFT调制信号。

现在简要描述一下在使用OFDM技术的移动通信系统中（此后称为"OFDM移动通信系统"）发射器与接收器的操作。

在OFDM发射器中，输入数据通过扰频器、编码器以及交织器用副载波调制。发射器提供可变的数据速度，并根据数据速度，使用不同的编码速度、交织尺寸以及调制方案。通常，编码器使用1/2或3/4的编码速度，并且根据每个OFDM码元的编码位数目（NCBPS）确定用于防止突发错误的交织尺寸。调制方案使用QPSK（四相移键控）、8PSK（八相移键控）、16QAM（十六正交调幅）以及64QAM（六十四正交调幅）。通过上述要素用预定数目的副载波调制的信号用预定数目的导频副载波综合，然后交付IFFT，因此形成一个OFDM信号。在OFDM信号中插入保护区段，以消除多通路信道环境中的码元间干扰，并且在通过码元波形发生器之后，插入了保护区段的OFDM信号由射频（RF）处理器在无线电信道中发送。

在对应于上述发射器的OFDM接收器中，进行该发射器的相反操作，并且增加了同步过程。首先，必须优先进行这一过程：使用预定训练序列，估计频率偏置与码元偏置。此后，用预定数目的副载波，通过该预定数目的副载波综合预定数目的导频副载波，经过FFT恢复消除了保护区段的数据码元。为了处理无线电信道环境中的传播延迟，均衡器通过估计信道条件消除所接收信号中由于信道引起的信号失真。通过均衡器补偿了其信道反应的数据被转换为比特流，然后由去交织器解交织。此后，解交织的数据通过用于错误

纠正的解码器与解扰频器恢复为最终数据。

OFDM 技术执行使用多个载波的低速并行发射，而不是用单一载波以高速发射输入数据。即，OFDM 技术的特征在于其能够用高效数字设备实现调制/解调单元，并且不易受频率选择性衰退或窄带干扰的影响。由于上述特点，OFDM 被用于当前欧洲数字广播发射与高速数据发送，被采用为大容量移动通信系统的标准规范，诸如 IEEE 802.11a、IEEE 802.16a 以及 IEEE 802.16b。

因为 OFDM 移动通信系统使用多个副载波发送数据，所以 OFDM 信号的幅度电平可以用该多个副载波的幅度电平的合表示。然而，当不保持正交性地修改每个副载波的相位时，某副载波的相位可能与另一副载波的相位相同。当副载波的相位相同时，OFDM 信号具有很高的峰值-平均值比（此后称为“PAPR”）。具有高 PAPR 的 OFDM 信号降低了大功率线形放大器的效率，并将大功率线形放大器的操作点移到非线形区域，因此引起调制间失真与副载波间的扩频。在 OFDM 通信系统中，PAPR 是影响通信性能的一个非常重要的因素。因此，对用于降低 PAPR 的方案进行了大量的研究。

作为用于降低 OFDM 通信系统中 PAPR 的方案，提供了截断方案、块编码方案以及相位旋转方案。下面将描述截断方案、块编码方案以及相位旋转方案。

（1）截断方案

在截断方案中，如果信号的电平高于预定的阀值，则将该电平强行截断到该阀值，由此降低 PAPR。然而结果是，由于非线形操作发生带内失真，引起比特错误率（此后称为“BER”）上升，并且由于带外截断噪声发生相邻信道干扰。

（2）块编码方案

块编码方案编码多余载波，并发送该编码载波，以降低整个载波信号的 PAPR。块编码方案不仅能够校正编码引起的错误，而且不扭曲信号地降低了 PAPR。然而，副载波数量的增加大大降低了频谱效率，并且增加了查找表或生成距阵的大小，不利地增加了复杂度与计算。

（3）相位旋转方案

相位旋转方案分为选择映射（此后称为“SLM”）方案与部分发所序列（此后称为“PTS”）方案。SLM 方案将 M 个相同数据块的每一个乘以长度为 N 的不同相位序列的每一个（这些相位序列相互独立），选择具有最低 PAPR 的结

果（即具有最低 PAPR 的相位序列），并发送所选择的相位序列。SLM 方案的缺点在于其要求 M 次 IFFT 操作。然而，SLM 方案可以大大降低 PAPR，并能不管副载波数目地应用。

与 SLM 方案不同，PTS 方案将输入数据分为 M 个子块，在每一子块上进行 L 点 IFFT，将每一 IFFT 变换的子块乘以相位因子，以最小化 PAPR，然后在发射前合成结果的子块。在降低 PAPR 方面，PTS 方案优于 SLM 方案，并被认为是无非线形失真地降低 PAPR 的最有效、最灵活的方案。

参看图 1，现在描述使用 PTS 方案的 OFDM 通信系统（此后称为“PTS-OFDM 通信系统”）中的发射器。

图 1 示出使用 PTS 方案的现有 OFDM 通信系统中的发射器的内部结构。如图 1 所示，用于 PTS-OFDM 通信系统的发射器 100 包括：映射器 110、串并转换器（S/P）120、子块分割单元 130、多个 IFFT 单元 140、142、144、146、相位因子确定器 150、多个乘法器 160、162、164、166 以及组合器 170。

参看图 1，待发射的信息位首先以预定编码速度编码，然后交织由此编码所生成的编码位，然后供给映射器 110 作为输入数据 X。虽然，已经提出了各种编码方案，但编码方案一般使用 Turbo 编码方案，其使用 Turbo 码，Turbo 码为纠错码。预定编码速度包括 1/2 与 3/4。

根据预定调制方案，映射器 110 将输入数据 X 映射到相应的调制码元，S/P 转换器 120 将从映射器 110 依次输出的调制码元供给 L 个并行线，其中 L 表示 IFFT 单元 140 至 146 的抽头数目。子块分割单元 130 将从 S/P 转换器并行输出的调制码元分割为 M 个具有相同长度 N（L=N×M）的子块 $X^{(1)}$至 $X^{(M)}$。此处假定分别提供了 S/P 转换器 120 与子块分割单元 130。但是，当然可以去除 S/P 转换器 120，而子块分割单元 130 可以包含 S/P 转换器 120 的功能。在这种情况下，子块分割单元 130 将从映射器 110 依次提供的 L 个码元分割为 M 个具有长度 N 的子块。

子块分割单元 130 的子块转换操作将参照图 2 至 4 描述。图 2 示出根据相邻子块分割方案分割的子块，图 3 示出根据交织子块分割方案分割的子块，图 4 示出根据伪随机子块分割方案分割的子块。在所有这些子块分割方案中，必须分割子块使每一子块不与其他子块交叉。

现在描述这些子块分割方案

（1）相邻子块分割方案

相邻子块分割方案将长度为 L 的调制码元按依次相邻的调制码元分割为子块。如图 2 所示，如果长度 L 为 12，则相邻子块分割方案按 3 个依次相邻的调制码元，将长度为 12 的调制码元分割为 4 个子块。

（2）交织子块分割方案

交织子块分割方案将长度为 L 的调制码元按交织分割为子块。如图 3 所示，如果长度 L 为 12，则交织子块分割方案通过组合 4 个调制码元周期的 3 个调制码元，将长度为 12 的调制码元个分割为 4 个子块。

（3）伪随机子块分割方案

伪随机子块分割方案将长度为 L 的调制码元按伪随机选择调制码元分割为子块。如图 4 所示，如果长度 L 为 12，则伪随机子块分割方案通过没有任何规则或模式地随机组合 3 个调制码元，将长度为 12 的调制码元个分割为 4 个子块。

在图 2 至 4 中，在由子块分割单元 130 所分割的每一子块中，所有非位于预定位置之中的 L 个码元的其他码元都被替换为 0。

IFFT 单元 140 至 146 在每一分割的子块上进行 IFFT，并生成 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$。相位因子确定器 150 接收这些 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$，并且确定相位因子 $\tilde{b}^{(1)}$至 $\tilde{b}^{(M)}$，使子块的相位各不相同，以便在合成子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$时最小化 PAPR。接着，将这些相位因子与其相应的子块匹配。即，将相位因子 $\tilde{b}^{(1)}$与子块 $x^{(1)}$匹配。以这种方式，将相位因子 $\tilde{b}^{(M)}$与子块 $x^{(M)}$匹配。乘法器 160 至 166 将 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$乘以相位因子 $\tilde{b}^{(1)}$至 $\tilde{b}^{(M)}$，并将其输出供给组合器 170。通过组合（或合成）乘法器 160 至 166 的输出，组合器 170 生成 OFDM 信号 $\tilde{x}$。

如上所述，PTS 方案可以有效地降低 PAPR 而不扭曲子信道频谱，并且可以不用管数字调制方案地应用。然而，为了使接收器能够恢复（或解码）信息数据，相位旋转的相位因子的边信息必须与该数据一起发送。因此，为在 OFDM 通信系统中实现 PTS 方案，需要一种有效地发送边信息的方法。

发明内容

因此，本发明的目的在于提供一种用来在OFDM通信系统中最小化PAPR的装置与方法。

本发明的另一目的在于提供一种通过在OFDM通信系统中使用PTS方案

来最小化 PAPR 的装置与方法。

本发明的另一目的在于提供一种用来发射相位因子的边信息的装置与方法，该相位因子在通过在 OFDM 通信系统中使用 PTS 方案最小化 PAPR 时用于相位旋转。

本发明的另一目的在于提供一种用来接收相位因子的边信息的装置与方法，该相位因子在通过在 OFDM 通信系统中使用 PTS 方案最小化 PAPR 时用于相位旋转。

本发明的另一目的在于提供一种用来通过接收相位因子的边信息来恢复信息数据的装置与方法，该相位因子在通过在 OFDM 通信系统中使用 PTS 方案最小化 PAPR 时用于相位旋转。

为达到以上及其他目的，提供了一种用于用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用(OFDM)通信系统的发射装置。该装置包括：子块分割单元，用来将通过并行转换串行数据流所生成的并行数据分割为多个具有多个数据块的子块；基准码元插入器，用来向每一被分割的子块中插入基准码元，该基准码元具有表示相位值与该基准码元所插入位置的信息；多个反向快速富里叶变换（IFFT）单元，用来独立地将这些子块 IFFT 变换为时基信号，其中副载波频率被独立地分配给这些数据块；多个乘法器，用来独立地将 IFFT 变换的信号乘以预定的相关相位因子；以及组合器，用来组合乘法器的输出，并发射所组合的结果。

为达到以上及其他目的，提供了一种用于在发射前用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用(OFDM)通信系统的接收装置。该装置包括：快速富里叶变换（FFT）单元，用来对通过并行转换所接收的信号所生成的并行数据块进行 FFT 变换；子块分割单元，用来将 FFT 单元的输出分割为多个子块；多个基准码元检测器，用来从被分割的子块中检测由发射器所插入的基准码元；多个反向相位旋转单元，用来根据所检测的基准码元的相位值，相位旋转子块；多个基准码元去除器，用来从反向相位旋转单元的输出中去除所检测到的基准码元；组合器，用来组合基准码元去除器的输出。

为达到以上及其他目的，提供了一种用于用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用(OFDM)通信系统的发射方法，该方法包括以下步骤：将串行数据流转换为并行数据；将该并行数据分割为多个具有多个数据块的子块；将各个块 IFFT 变换（反向快速富里叶变换）为时基信号，其中副

载波频率被独立地分配给这些数据块；确定 IFFT 变换了的时基信号的相位因子，以降低峰值-平均值功率比（PAPR），其中由于 IFFT 变换了的数据块的相位与副载波频率重合，引起非线形失真。在分割步骤与 IFFT 变换步骤之间，向每一子块中插入基准数据，该基准数据具有表示相位值与该基准数据所插入位置的信息。

为达到以上及其他目的，提供了一种用于用多个正交副载波频率多路传输数据的正交频分多路复用(OFDM)通信系统的接收方法，所述接收方法包括以下步骤：将所接收的信号转换为并行数据；FFT（快速富里叶变换）变换该并行数据；将 FFT 变换了的信号分割为多个子块；根据预定的相位值，反向相位旋转这些子块；检测基准数据，该基准数据具有表示相位值与该基准数据所插入位置的信息，该基准数据是在分割步骤与 IFFT 变换步骤之间被插入每一子块之中的；以及根据该相位值，从每一相位被反向旋转的子块中去除该基准数据。

附图说明

本发明的以上及其他目的、特征、与优点将通过以下结合附图的详细描述变得显而易见，其中：

图 1 示出用于现有 PTS-OFDM 通信系统的发射器的内部结构；

图 2 示出对 L=12，M=4，根据相邻子块分割方案分割的数据；

图 3 示出对 L=12，M=4，根据交织子块分割方案分割的数据；

图 4 示出对 L=12，M=4，根据伪随机子块分割方案分割的数据；

图 5 示出根据本发明实施例的用于 PTS-OFDM 通信系统的发射器的内部结构；

图 6 示出示出对 L=16，M=4，根据相邻子块分割方案分割的数据与基准码元；

图 7 示出对 L=16，M=4，根据交织子块分割方案分割的数据与基准码元；

图 8 示出对 L=16，M=4，根据伪随机子块分割方案分割的数据与基准码元；

图 9 示出根据本发明实施例的用于 PTS-OFDM 通信系统的接收器的内部结构；

图 10 示出在新型 PTS-OFDM 通信系统与现有 PTS-OFDM 通信系统之间

就 PAPR 下降性能的比较；

图 11 示出根据本发明实施例的 PTS-OFDM 通信系统的各子块分割方案之间就 PAPR 下降性能的比较；以及

图 12 比较性地示出根据边信息的 PTS-OFDM 通信系统的错误比特率。

具体实施方式

现在将参照附图描述本发明的几个实施例。在附图中，相同或相近的元件，即使在不同的图中，也被标以相同的标号。在下面的描述中，为简要计，将略去此处所包含的公知功能与配置。

本发明提供一种装置与方法，用于在使用正交频分多路复用（OFDM）的系统（此后称为"OFDM 通信系统"）中降低峰值-平均值比（PAPR），同时保持原来的信号。具体地，本发明提供了一种装置与方法，用于发送与接收旋转因子（即相位因子）的边信息，以在使用部分发送序列（此后称为"PTS"）的 OFDM 系统中的接收器中准确地恢复数据。该旋转因子的边信息被承载于基准码元的相位之上，该码元与数据一起发送。

在下面本发明的描述中，为更好地理解本发明，将使用一些具体的细节，诸如 OFDM 调制、反向快速富里叶变换（此后称为"IFFT"）、快速富里叶变换（此后称为"FFT"）、频谱效率以及比特错误率（BER）。然而，对本领域的技术人员来讲，显然可以不用这些具体细节地实施本发明。

图 5 示出根据本发明实施例的用于使用 PTS 方案的 OFDM 通信系统（此后称为"PTS-OFDM 通信系统"）的发射器的内部结构。如图 5 所示，PTS-OFDM 通信发射器 200 包括：映射器 210、串并（S/P）转换器 220、子块分割单元 230、多个 IFFT 单元 240、242、244、246、相位因子确定器 250、多个乘法器 260、262、264、266、组合器 270 以及基准码元插入器 280。

在发射器 200 中，发射信息以预定编码速度编码，并且交织由此编码所生成的编码位，然后供给映射器 210 作为输入数据 D。虽然，已经提出了各种编码方案，但编码方案一般使用 Turbo 编码方案，其使用 Turbo 码，Turbo 码为纠错码。预定编码速度包括 1/2 与 3/4。

根据预定调制方案，映射器 210 将输入数据 D 映射到相应的调制码元，S/P 转换器 220 将从映射器 210 依次输出的调制码元转换为并行码元。来自 S/P 转换器 220 的输出码元的数目小于 IFFT 单元 240 至 246 的抽头数目 'L'。

这是因为必须在将基准码元加入到 S/P 转换器 220 的输出码元之中。因为每一子块中都插入了一个基准码元，所以，连接到 S/P 转换器 220 的输出端的并行线的数目必须小于输入抽头数目 'L'子块数目'M'。即并行线的数目必须为'L-M'。

子块分割单元 230 将从 S/P 转换器 200 并行输出的调制码元分割为 M 个具有相同长度 N 的子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$。如上联系现有技术所述，在由子块分割单元 230 所分割的每一子块中，不是位于所确定位置内的 N 个码元的其他码元都被替换为 0。此处假定分别提供了 S/P 转换器 220 与子块分割单元 230。但是，当然可以去除 S/P 转换器 220，而子块分割单元 230 可以包含 S/P 转换器 220 的功能。在这种情况下，子块分割单元 230 将从映射器 210 依次提供的 L 个码元分割为 M 个具有长度 N 的子块。

基准码元插入器 280 将具有幅度 1 相位 0°的基准码元插入每一子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$的预定位置，由此生成新的子块 $X^{(1)}$至 $X^{(M)}$。与子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$相比，这些新的子块 $X^{(1)}$至 $X^{(M)}$每个都多了一个码元。此处，插在子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$中的基准码元的相位都置为 0°，从而接收器能够从所接收的基准信号的相位检测出子块的相位因子。

在可替换的实施例中，基准码元的相位可交替置为 0°与 180°，或者依次置为 0°、90°、180°以及 270°。在另一优选实施例中，基准码元的相位可置为互补序列相位或 Walsh 序列相位。

在图 6 至 8 中示出了根据子块分割单元 230 的子块分割方案的类型插入基准码元的方法。在图 6 至 8 中，白圈表示数据码元，黑圈表示基准码元。

在图 6 至 8 中，假定提供了具有 16 个抽头的 IFFT 单元，以及长度为 3 的 4 个子块（L=16，N=3，M=4）。图 6 示出根据相邻子块分割方案分割的子块，图 7 示出根据交织子块分割方案分割的子块，图 8 示出根据伪随机子块分割方案分割的子块。在所有这些子块分割方案中，分割子块使各子块不得与其他子块交叉，并且不管子块分割方案为何，都将基准码元插入相同位置。这是因为接收器先要识别基准码元被插入的位置，并根据基准码元相位所旋转的程度确定子块的相位因子。

现在描述这些子块分割方案。

（1）相邻子块分割方案

相邻子块分割方案将长度为 L 的调制码元按依次相邻的调制码元分割为

子块。如图 6 所示，如果长度 L 为 16，则相邻子块分割方案按 4 个依次相邻的调制码元（即 3 个调制码元与 1 个基准码元），将长度为 16 的调制码元分割为 4 个子块。

（2）交织子块分割方案

交织子块分割方案将长度为 L 的调制码元按交织分割为子块。如图 7 所示，如果长度 L 为 16，则交织子块分割方案通过组合 5 个调制码元周期的 3 个调制码元与 1 个基准码元，将长度为 16 的调制码元分割为 4 个子块。

（3）伪随机子块分割方案

伪随机子块分割方案将长度为 L 的调制码元按伪随机选择调制码元分割为子块。如图 8 所示，如果长度 L 为 16，则伪随机子块分割方案通过没有任何规则或模式地随机组合 3 个调制码元与 1 个基准码元，将长度为 16 的调制码元分割为 4 个子块。

IFFT 单元 240 至 246 在每一插入基准码元的子块上进行 IFFT，并生成 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$。相位因子确定器 250 接收这些 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$，并且确定相应子块的相位因子 $\tilde{b}^{(1)}$至 $\tilde{b}^{(M)}$，使子块的相位各不相同，以便在合成子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$时最小化 PAPR。此处，相位因子使用{±1}或者{±1，±j}。

乘法器 260 至 266 将 IFFT 变换的子块 $x^{(1)}$至 $x^{(M)}$乘以相应的相位因子 $\tilde{b}^{(1)}$至 $\tilde{b}^{(M)}$，并将其输出供给组合器 270。通过组合（或合成）乘法器 260 至 266 的输出，组合器 270 生成 OFDM 信号 $\tilde{x}$。

下面将参照以下公式，更加详细地描述根据本发明的 PTS 操作。

等式（1）表示被分割为 M 个子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$的输入数据 D，以及被插入到相应子块之中的基准码元 R（$R^{(1)}$至 $R^{(M)}$）。

等式（1）

$$D=\sum_{m=1}^{M}D^{(m)},\ \mathrm{D}=MPSK或MQAM$$

$$R=\sum_{m=1}^{M}R^{(m)},\ \mathrm{R}=e^{j\theta}=1$$

在等式（1）中，D 表示数据，R 表示基准码元。根据从以下所选择的子块分割方案之一，将数据 D 分割为多个具有相同长度的子块 $D^{(1)}$至 $D^{(M)}$：相邻子块分割方案、交织子块分割方案、伪随机子块分割方案，这些都结合图

6至8进行了描述。

包括数据D与基准码元R的子块可以由以下表示

等式（2）

$$X = D + R = \sum_{m=1}^{M}(D^{(m)} + R^{(m)}) = \sum_{m=1}^{M} X^{(m)}$$

在等式（2）中，X表示子块。

相位因子确定器250确定合适的相位因子，该相位因子将乘以M个被分割的子块以最小化PAPR。如果将这些待被乘以子块的相位因子定义为'b'，则IFFT单元240的输入$\hat{X}$可以表示为

等式（3）

$$\hat{X} = \sum_{m=1}^{M} b^{(m)} X^{(m)}$$

在等式（3）中，$\{b^{(m)}, m=1,2\ldots,M\}$表示被乘以子块的相位因子，并且假定这些相位因子只控制IFFT变换的子块的旋转操作。等式（3）表示的输入$\hat{X}$由IFFT单元240转换到时域，结果$\hat{x}$表示为

等式（4）

$$\tilde{x} = \sum_{m=1}^{M} b^{(m)} x^{(m)}$$

在等式（4）中，向量$x^{(m)}$表示PTS。

用以下等式选择确定用来最小化$\tilde{x}$的PAPR的相位因子$b^{(m)}$

等式（5）

$$\{\tilde{b}^{(1)}, \tilde{b}^{(2)}, \ldots \tilde{b}^{(M)}\} = \underset{\{\tilde{b}^{(1)}, \tilde{b}^{(2)}, \ldots \tilde{b}^{(M)}\}}{\arg\min} \left(\max_{0 \le l \le L-1} \left| \sum_{m=1}^{M} b^{(m)} x_l^{(m)} \right| \right)$$

在等式（5）中，L表示输入抽头的数目或者副载波的数目，l表示用来识别每一副载波的索引。等式（5）选择一组相位因子，用来最小化通过将子块乘以这些相位因子所确定的最大值。相位因子组将被称为“旋转因子”。旋转因子优化的发送信号定义为

等式（6）

$$\tilde{x} = \sum_{m=1}^{M} \tilde{b}^{(m)} x^{(m)}$$

图9示出根据本发明实施例的用于PTS-OFDM通信系统的接收器的内部结构。如图9所示，PTS-OFDM通信接收器300包括：串并（S/P）转换器

310、FFT 单元 320、子块分割单元 330、多个基准码元检测器 340、342、344、多个反向相位旋转单元 350、353、354、多个基准码元去除器 360、362、364、组合器 370、并串（P/S）转换器 380 以及解映射器 390。

将所接收的由多个副载波所承载的射频（RF）信号转换为数字信号，并且该数字信号经过用于同步与波节消除(node cancellation)的预定的信号处理过程，然后供给 S/P 转换器 310 作为所接收的信号 y。

S/P 转换器 310 将所接收的信号 y 按码元转换为并行码元，并将该并行码元供给 L 条并行线，其中 L 表示 FFT 单元 320 的输入抽头的数目。在从 S/P 转换器 310 所输出的并行码元上，FFT 单元 320 进行 L 点 FFT。子块分割单元 330 将从 FFT 单元 320 所输出的 L 个码元分割为具有相同长度的 M 个子块，并将所分割的子块供给基准码元检测器 340 至 344。

从子块分割单元 330 所提供的子块中，基准码元检测器 340 至 344 的每一个都检测基准码元。因为由发射器所插入的基准码元具有幅度 1 与相位 0°，所以所检测的基准码元的相位表示构成相应子块的码元的相位变化，即相位因子。如上所述，因为发射器 200 与接收器 300 都知道基准码元所插入的位置，所以基准码元检测器 340 至 344 能够从每个子块中检测到基准码元。

反向相位旋转单元 350 至 354 将从子块分割单元 330 所接收的子块的相位方向旋转由基准码元检测器 340 至 344 所检测的基准码元的相位变化。基准码元去除器 360 至 364 从反向相位旋转单元 350 至 354 所提供的子块中去除基准码元。组合器 370 按码元组合基准码元去除器 360 至 364 的输出。P/S 转换器 380 将组合器 370 的并行输出转换为串行信号，然后根据相应的调制方案，由解映射器 390 恢复为所接收的数据 $\hat{D}$。

现在参照发射器 200 的结构，详细描述由 PTS-OFDM 通信系统的接收器 300 抽取边信息并恢复数据的过程。

在射频信道上所接收的信号 y 表示为

等式（7）

$$y = \tilde{x} + n$$

在等式（7）中，$\tilde{x}$ 表示发射信号，n 表示噪声。如果所接收的信号 y 为 FFT 变换的，则结果信号 Y 表示为

等式（8）

$$Y = FFT\{\tilde{x} + n\} = FFT\{\sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} x^{(m)}\} + FFT\{n\}$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} FFT\{x^{(m)}\} + N = \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} X^{(M)} + N$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} (D^{(m)} + R^{(m)}) + N = \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} D^{(m)} + \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} R^{(m)} + N$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \overline{D}^{(m)} + \sum_{m=1}^{M} \overline{R}^{(m)} + N = \overline{D} + \overline{R} + N$$

公式（8）中，$x^{(m)}$表示构成发射信号$\tilde{x}$的第 m 个子块，$\hat{b}^{(m)}$表示施加到第 m 个子块的相位因子，N 表示 FFT 变换噪声。如果 FFT 变换的$x^{(m)}$由$X^{(m)}$表示，如上所示，则$X^{(m)}$可被分为基准码元$R^{(m)}$与实际数据码元$D^{(m)}$。因此，所接收的信号被分为数据$\overline{D}$，基准码元$\overline{R}$，以及噪声 N。因为由发射器所插入的基准码元的特征是$R^{(m)} = e^{j\theta} = 1$，所以基准码元$\overline{R}$可以表示为

等式（9）

$$\overline{R} = \sum_{m=1}^{M} \overline{R}^{(m)} = \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} R^{(m)} = \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)}$$

因此，被插入到所接收信号的基准码元$\overline{R} = \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} = \{\tilde{b}^{(1)}, \tilde{b}^{(2)}, ..., \tilde{b}^{(M)}\}$表示相位因子，即边信息。

下面的等式（10）将所接收的信号乘以所接收基准码元的相位的相反值$(\overline{R})^*$，以恢复数据。此处*表示相位的反向旋转。

等式（10）

$$\hat{Y} = (\overline{D} + \overline{R} + N) \bullet (\overline{R})^* = \left(\sum_{m=1}^{M} \overline{D}^{(m)} + \sum_{m=1}^{M} \overline{R}^{(m)} + N\right) \bullet (\overline{R}^{(m)})^*$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} D^{(m)} (\overline{R}^{(m)})^* + \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} R^{(m)} (\overline{R}^{(m)})^* + N(\overline{R}^{(m)})^*$$
$$= \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} D^{(m)} (\hat{b}^{(m)})^* + \sum_{m=1}^{M} \hat{b}^{(m)} R^{(m)} (\hat{b}^{(m)})^* + N(\hat{b}^{(m)})^*$$
$$= \sum_{m=1}^{M} D^{(m)} + \sum_{m=1}^{M} R^{(m)} + N(\hat{b}^{(m)})^*$$

如果从等式（10）的结果中排除第二项的基准码元，则所接收的信号表示为

等式（11）

$$\hat{Y} = \sum_{m=1}^{M} D^{(m)} + N(\hat{b}^{(m)})^* = D + N' = \hat{D}$$

此处如果忽略噪声，则准确地恢复数据。

现在将描述当 OFDM 通信系统使用 PTS 方案以降低 PAPR 时 PTS 方案的边信息的准确发送/接收如何影响 OFDM 通信系统。

如果发生边信息错误，则系统的总的比特错误率表示为

等式（12）

$$P = P_b \bullet (1 - P_S) + P_{b|False} \bullet P_S$$

在等式（12）中，P_b表示在 QPSK 调制过程中 AWGN（加性高斯白噪声）中的比特错误率，定义为

等式（13）

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{\sigma_S^{\ 2}}{\sigma_N^{\ 2}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

另外，$P_{b|False}$表示在边信息具有错误的条件下的条件比特错误率，定义为

等式（14）

$$P_{b|False} = Q\left(\sqrt{\frac{\sigma_S^{\ 2}}{\sigma_N^{\ 2} + \sigma_{Fakse}^{\ 2}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + (N-M) \bullet 2E_b}}\right)$$

在等式（14）中，Q（）表示已知 Q 函数，$\sigma_S^{\ 2}$表示所接收信号的分布并以所接收信号的比特能量E_b表示为$\sigma_S^{\ 2} = 2E_b$。另外，$\sigma_N^{\ 2}$表示当发生边信息错误时噪声的分布，并被表示为$\sigma_{Fakse}^{\ 2} = (N-M) \bullet 2E_b$。

图 10 示出以下系统就 PAPR 的互补累积分布函数（CCDF）的比较：没有使用 PTS 方案的现有 OFDM 通信系统、现有 PTS-OFDM 通信系统以及发送边信息（SI）的新型 PTS-OFDM 通信系统。CCDF 为 PAPR 高于预定阈值 $PAPR_0$的概率。如图所示，新型 PTS-OFDM 通信系统显示了与现有 PTS-OFDM 通信系统相同的 PAPR 缩减性能。

图 11 示出使用相邻子块分割方案、交织子块分割方案以及伪随机子块分割方案的 OFDM 通信系统就 PAPR 的 CCDF 的比较。如图 11 所示，在 PAPR 缩减性能方面，随机子块分割方案最好，相邻子块分割方案最差。在本发明中，交织子块分割方案按交织子块分割方案只分割数据，并将基准码元插入其中。即，只有数据被交织子块分割所分割。交织子块分割方案的 PAPR 缩减性能优于相邻子块分割方案的 PAPR 缩减性能。

图 12 示出等式（12）的数值分析结果与模拟结果。在图 12 中，当 $P_S=10^{-2}$

与 10^{-3} 时，出现错误下限。然而，当 $P_S=P_b$ 时，边信息错误所引起的性能下降并不太高。另外，对 $P_S=0$ 的比特错误率等于 AWGN 中 QPSK 调制的错误率。

如上所述，本发明应用到 PTS 方案以有效降低高 PAPR，高 PAPR 为在 OFDM 通信系统中使用多个副载波时的主要缺点，并且本发明发送与 PTS 方案使用有关的边信息，以使接收器能够准确地恢复信息数据。本发明所提出的边信息发射/接收装置与方法可以不管调制方案类型地加以应用，并且可以用简单结构实现。另外，所提出的装置与方法可以保持 PAPR 缩减性能。另外使用基准码元的该新型边信息发射方法可以以实时发射边信息，所以该方法可以用于 OFDM 通信系统。

虽然本发明的展示与描述参照了特定实施例，但本领域的技术人员应该理解，在不脱离权利要求所定义的本发明的精神与范围的前提下，可以作出各种修改。

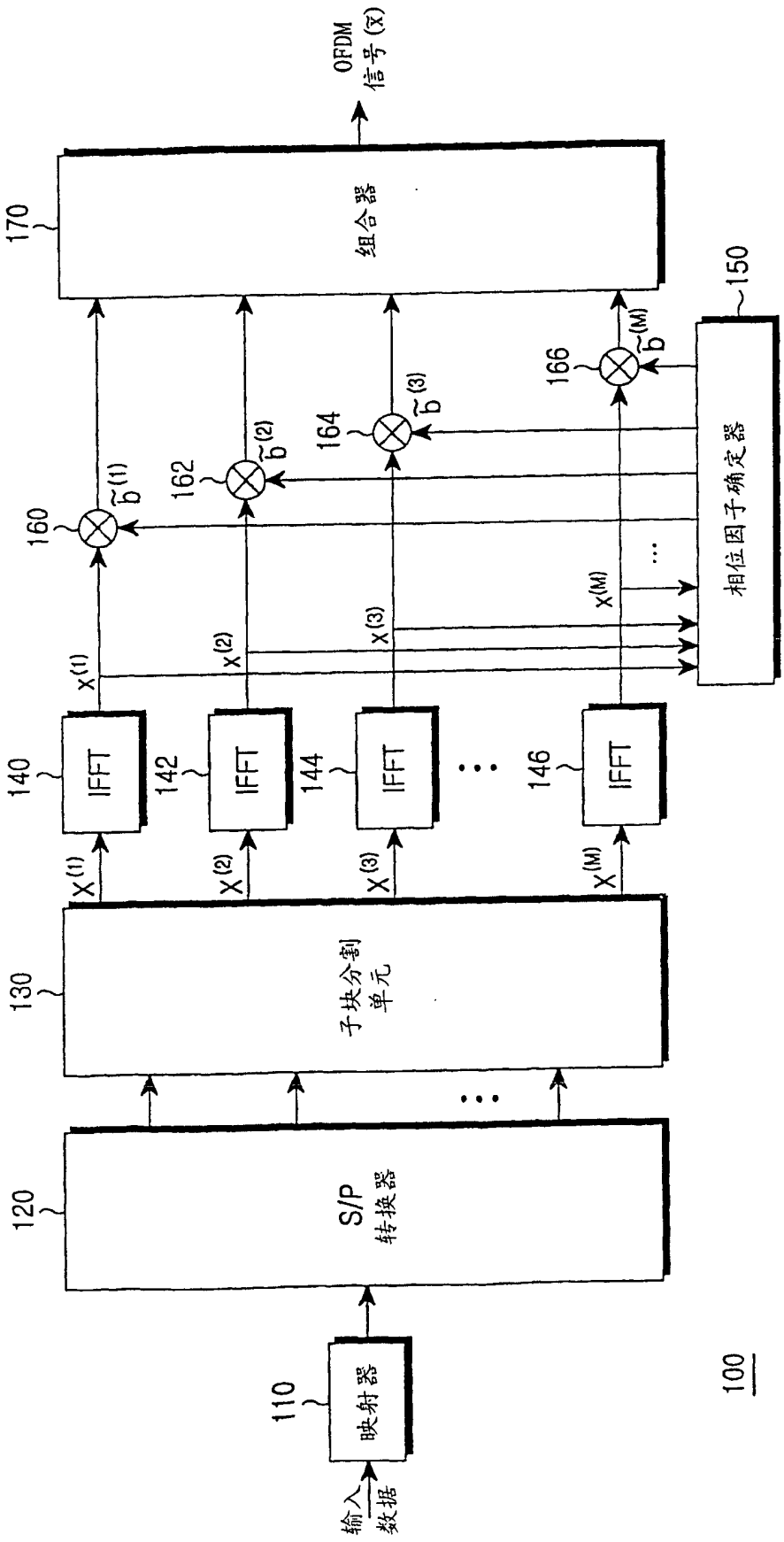

输入数据
映射器
110
S/P 转换器
120
子块分割单元
130
IFFT
140
IFFT
142
IFFT
144
IFFT
146
相位因子确定器
150
组合器
170
OFDM 信号(x)
100
160
162
164
166

图 1

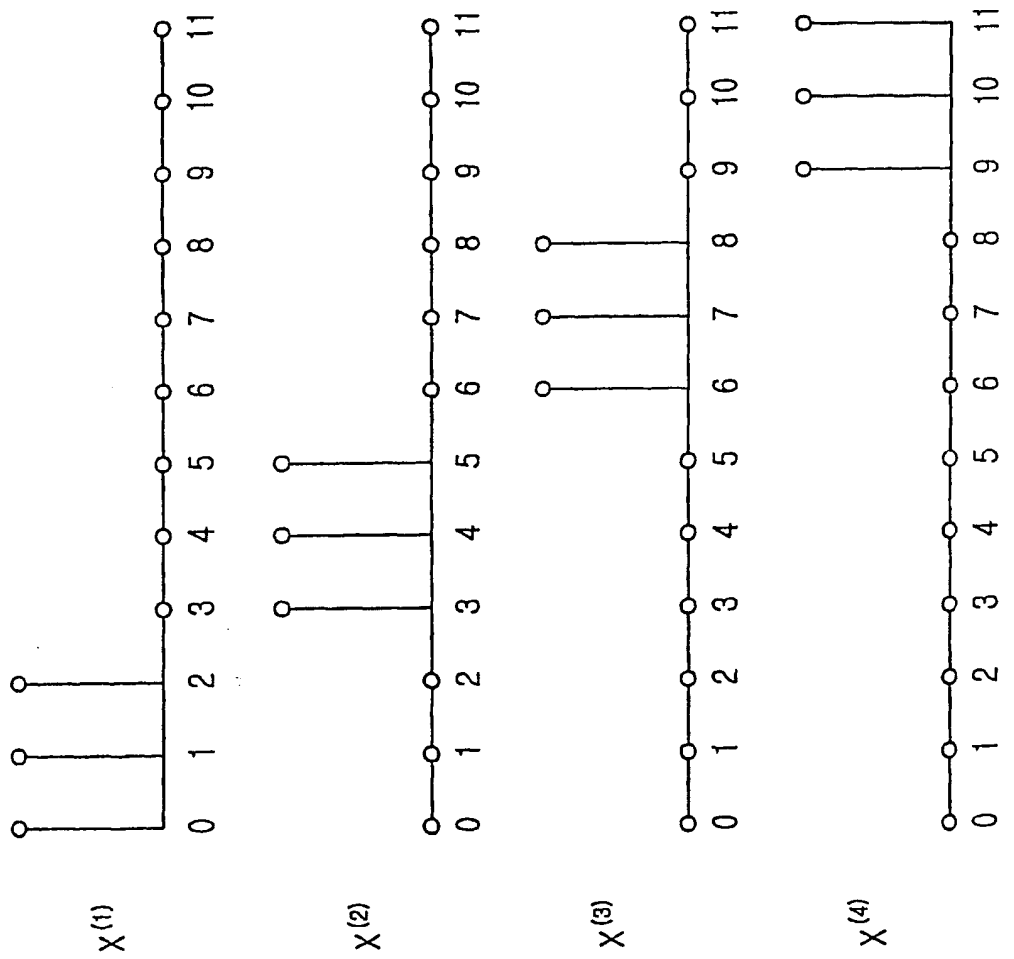


图 2

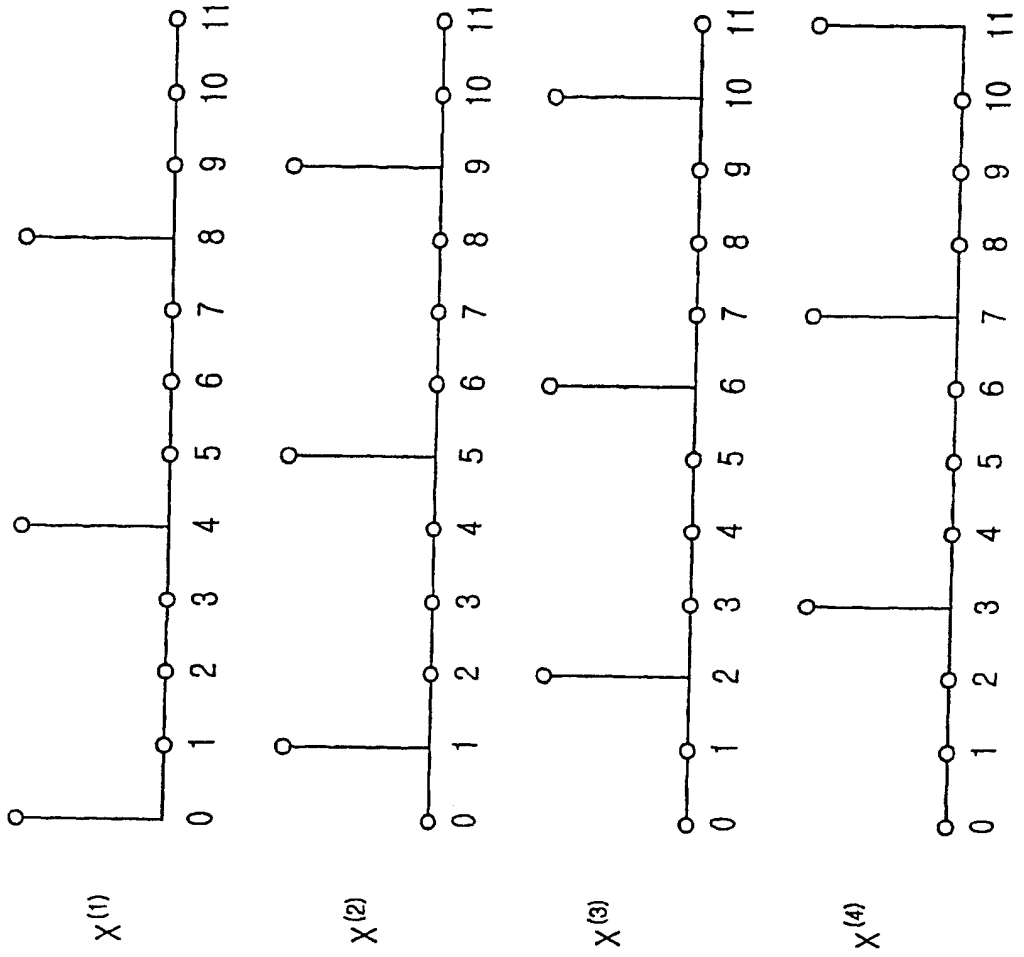


图 3

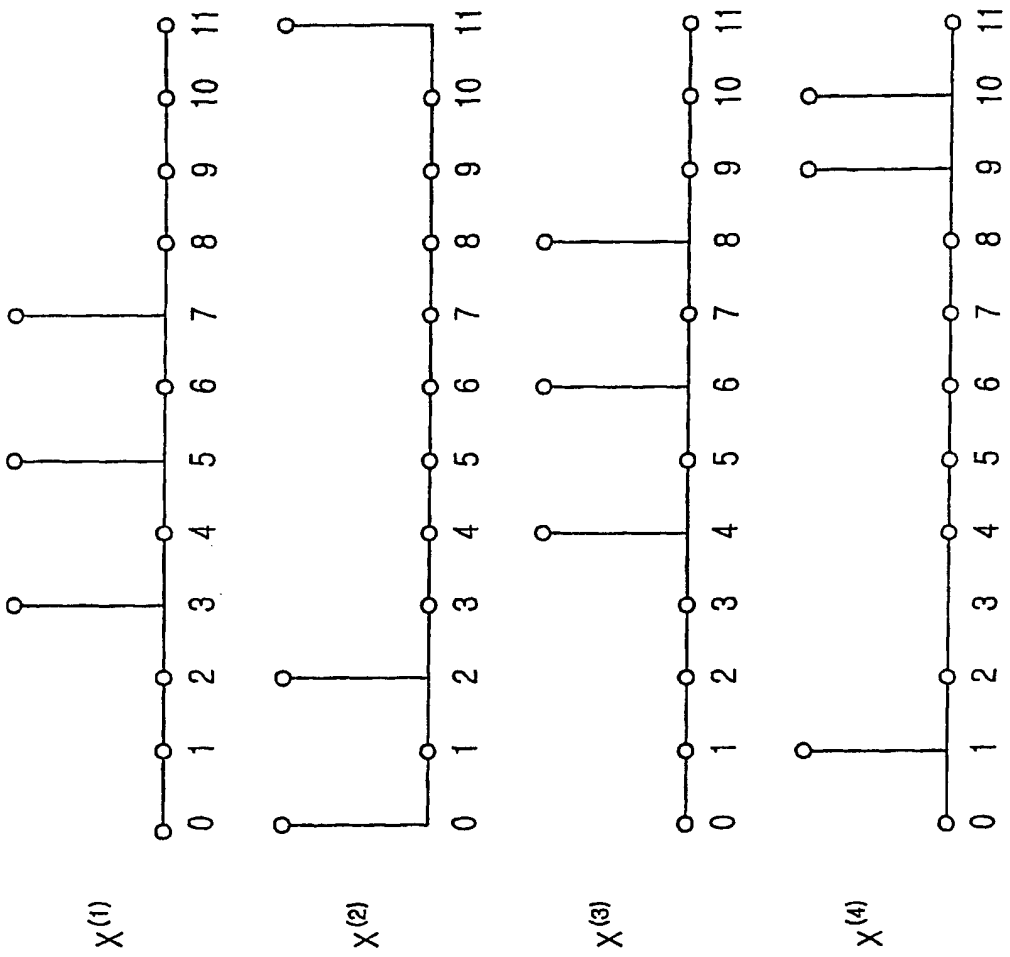


图 4

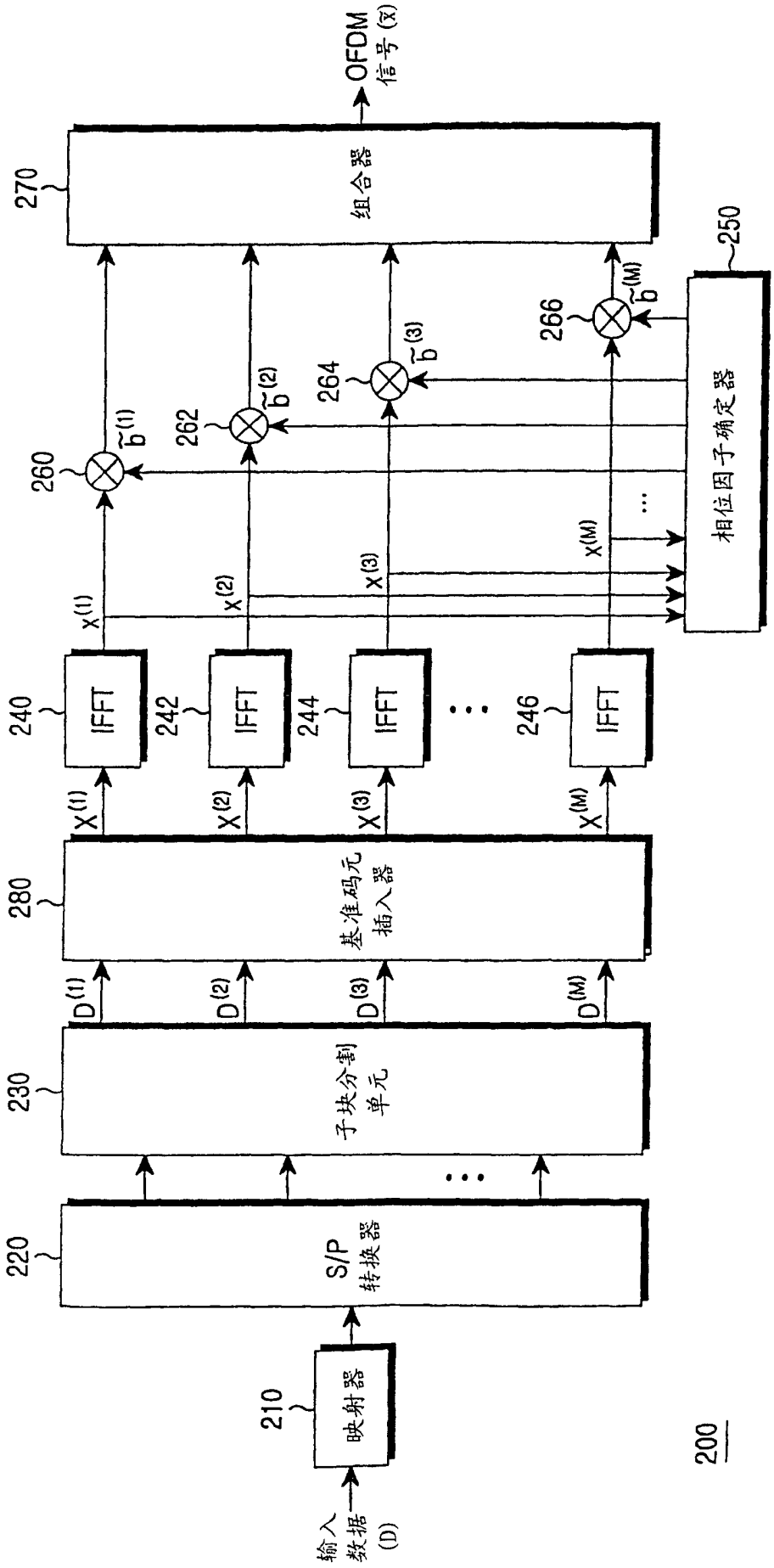

输入数据 (D)
210
映射器
220
S/P 转换器
230
子块分割单元
280
基准码元插入器
240
IFFT
242
IFFT
244
IFFT
246
IFFT
260
262
264
266
270
组合器
OFDM 信号 (x)
250
相位因子确定器
200

图 5

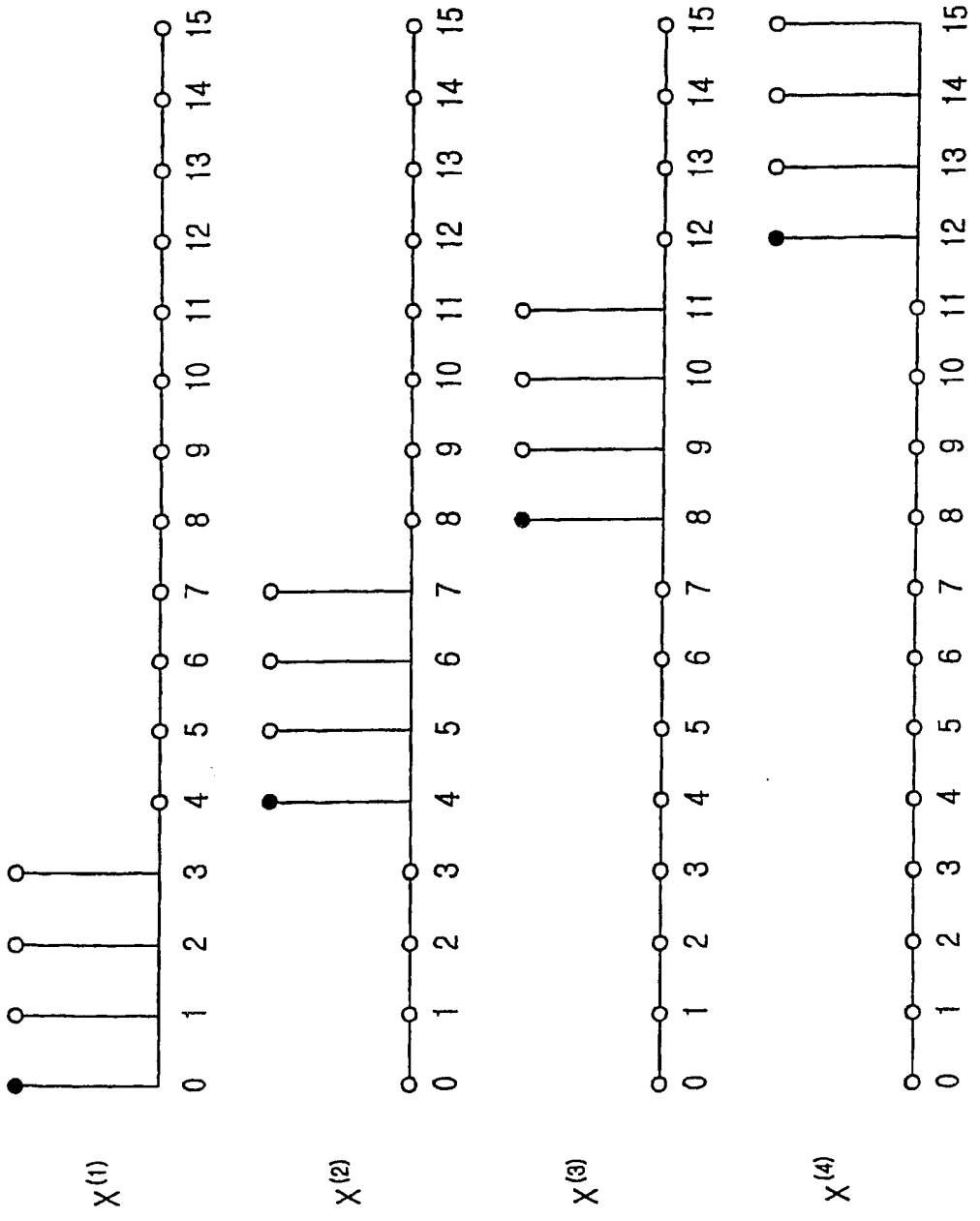


图 6

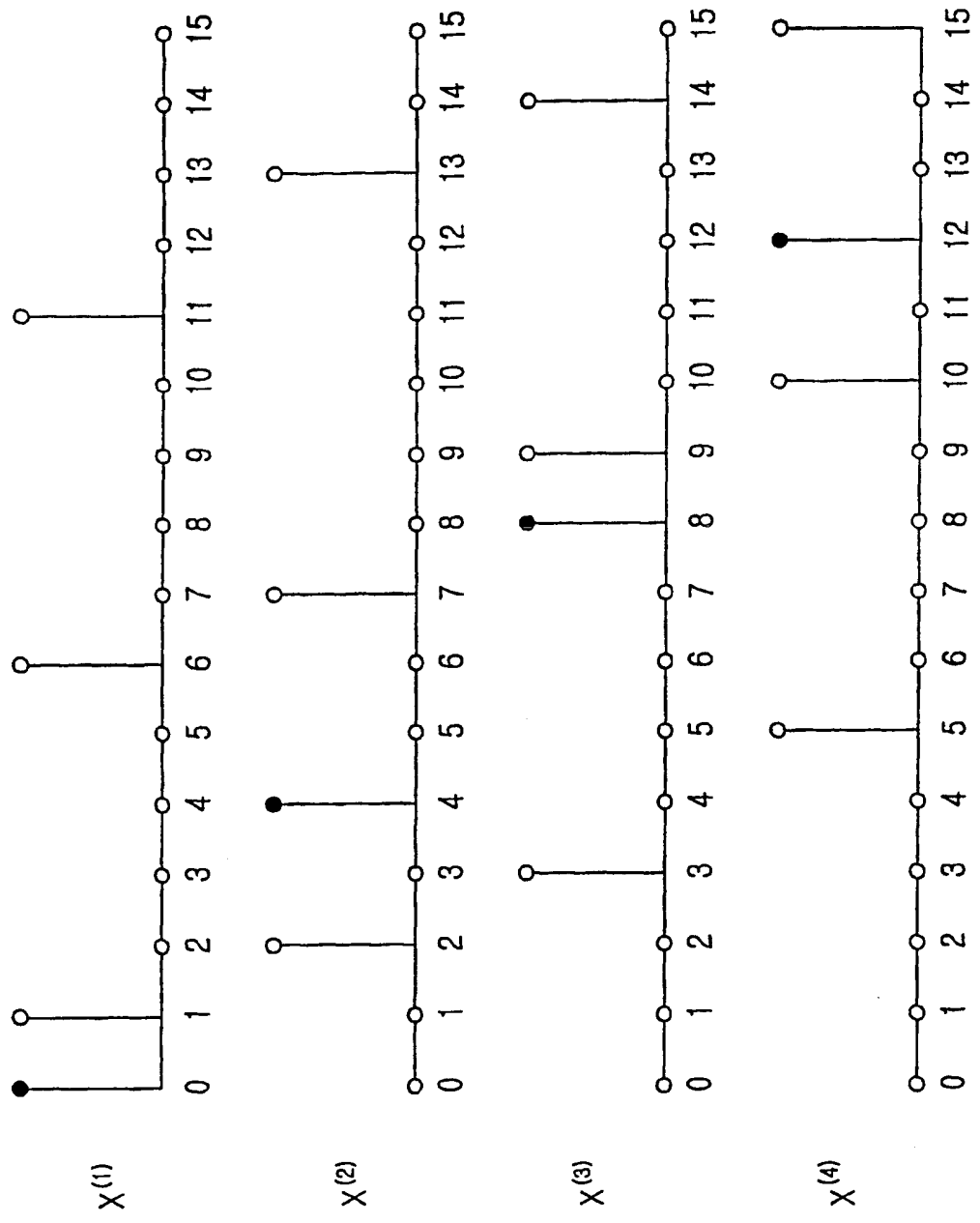


图 7

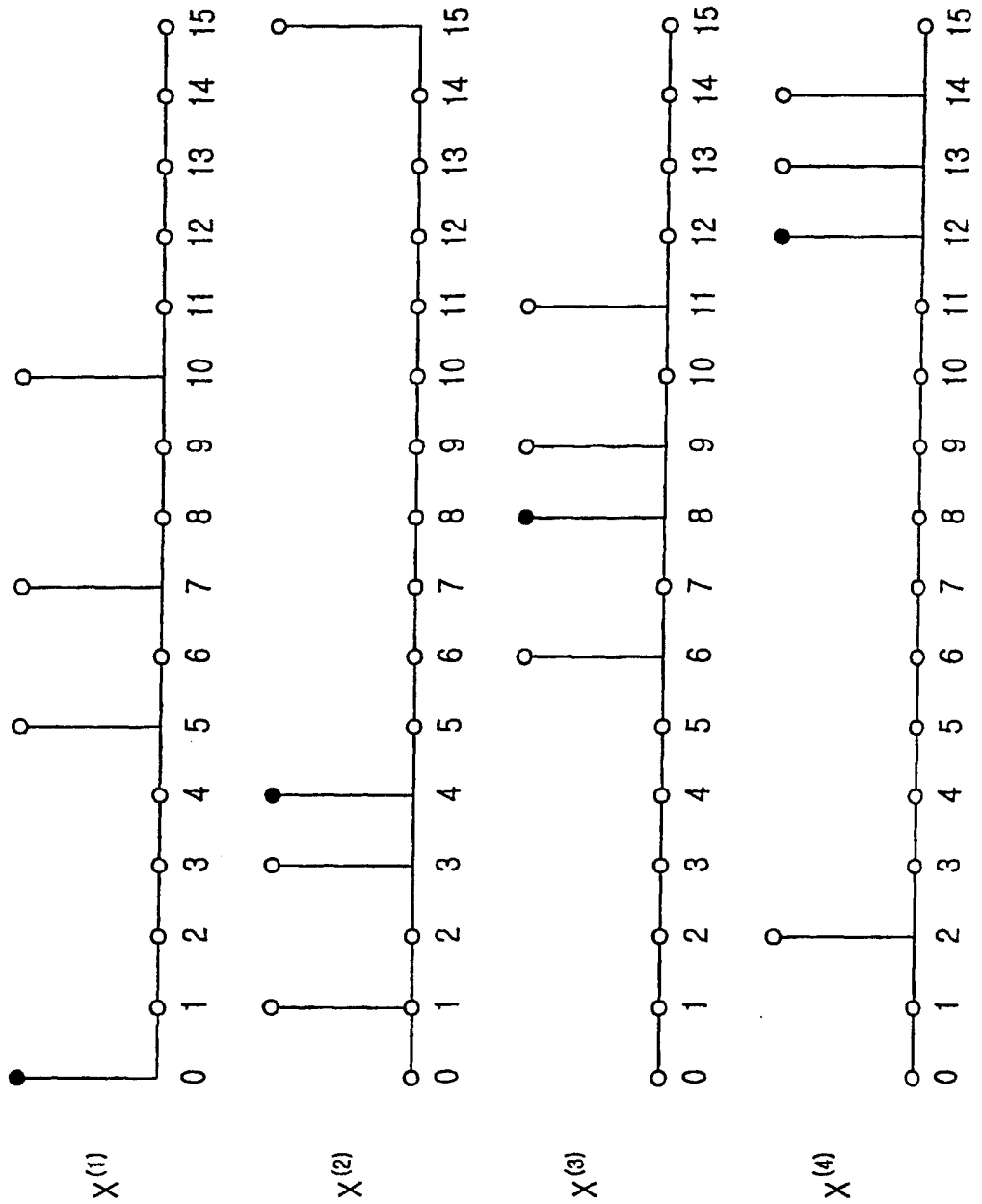


图 8

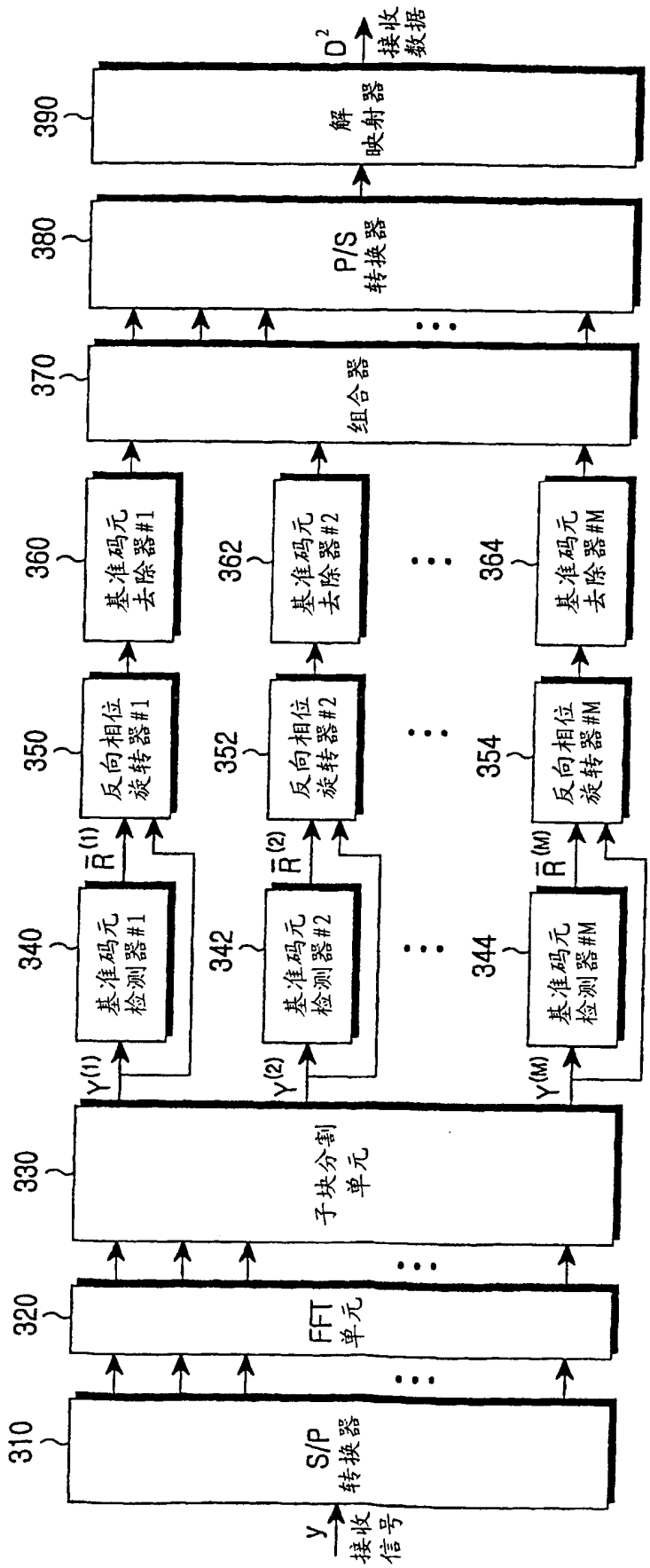

y
接收信号
310
S/P 转换器
320
FFT 单元
330
子块分割单元
Y(1)
Y(2)
Y(M)
340
基准码元检测器#1
342
基准码元检测器#2
344
基准码元检测器#M
R̄(1)
R̄(2)
R̄(M)
350
反向相位旋转器#1
352
反向相位旋转器#2
354
反向相位旋转器#M
360
基准码元去除器#1
362
基准码元去除器#2
364
基准码元去除器#M
370
组合器
380
P/S 转换器
390
解映射器
D2
接收数据

图 9

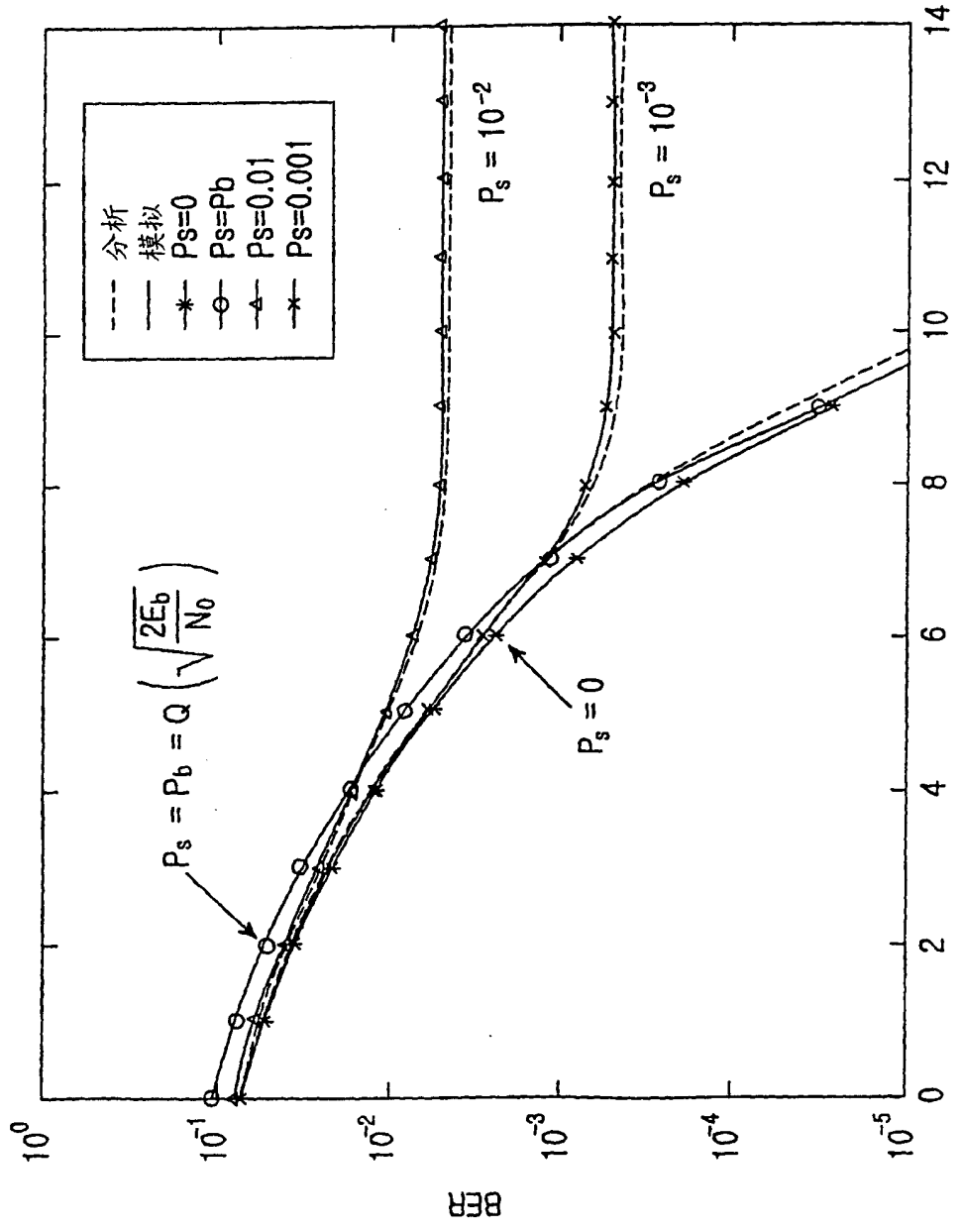

BER
Eb/No [dB]
分析
模拟
Ps=0
Ps=Pb
Ps=0.01
Ps=0.001
$P_s = P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
$P_s = 10^{-2}$
$P_s = 10^{-3}$
$P_s = 0$

图 10

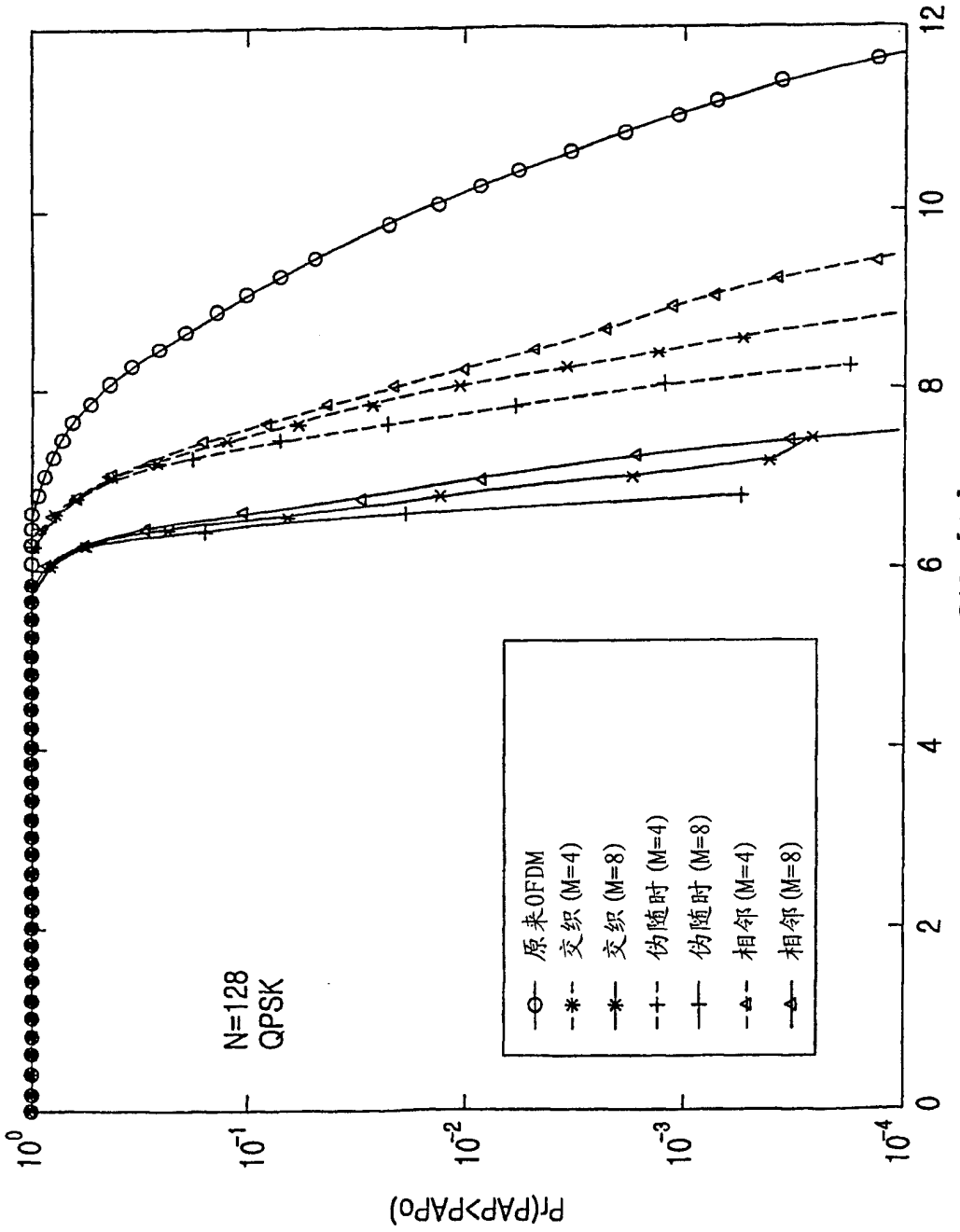

N=128
QPSK
原来OFDM
交织 (M=4)
交织 (M=8)
伪随时 (M=4)
伪随时 (M=8)
相邻 (M=4)
相邻 (M=8)
Pr(PAP>PAPo)
PAPo [dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
0
2
4
6
8
10
12

图 11

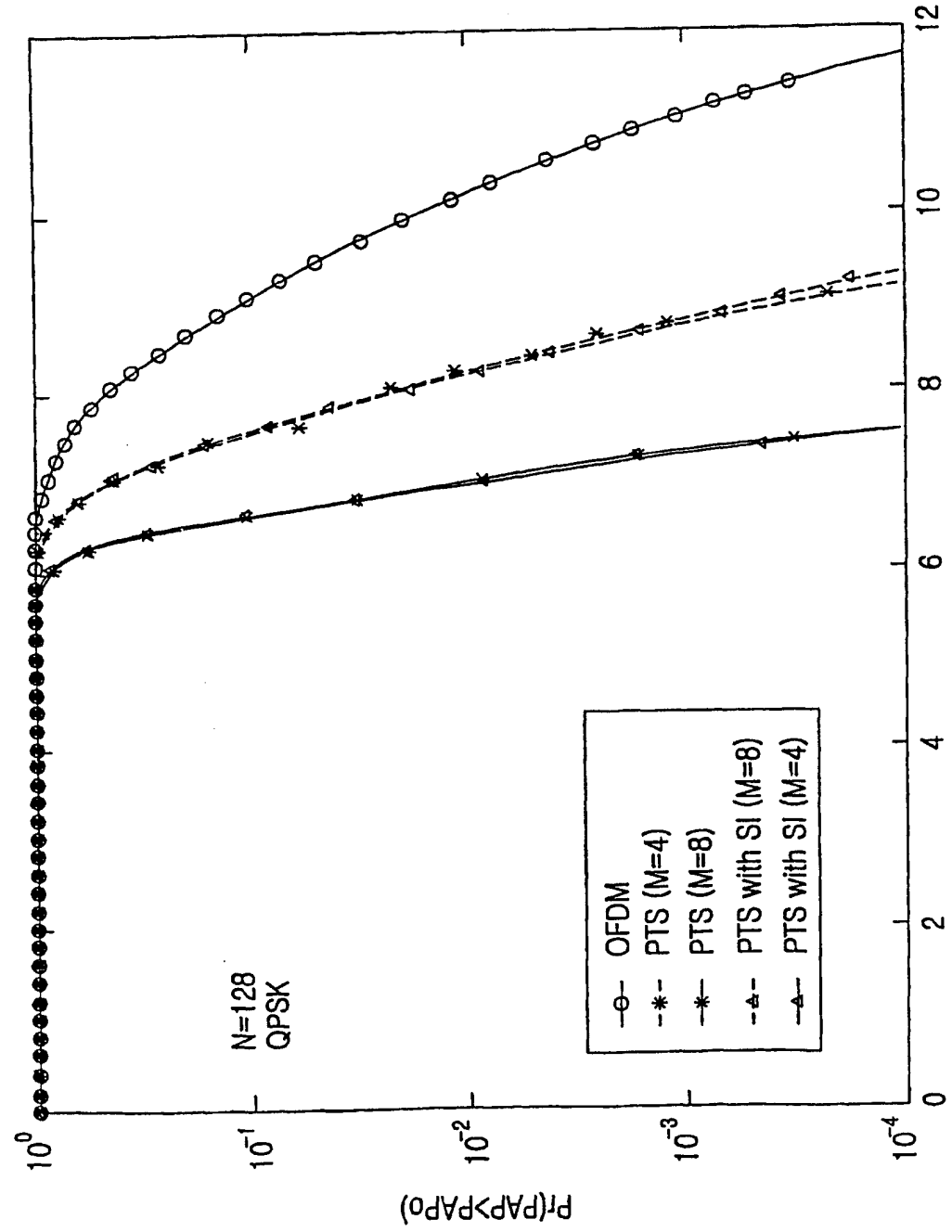

Pr(PAP>PAPo)
PAPo [dB]
N=128
QPSK
OFDM
PTS (M=4)
PTS (M=8)
PTS with SI (M=8)
PTS with SI (M=4)

图 12