

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910007154.2

[43] 公开日 2009年8月19日

[11] 公开号 CN 101510799A

[22] 申请日 2009.2.13

[21] 申请号 200910007154.2

[30] 优先权

[32] 2008.2.15 [33] JP [31] 2008-034935

[71] 申请人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京都

共同申请人 国立大学法人东京工业大学

[72] 发明人 大渡裕介 浅井孝浩 须山聪

铃木博 府川和彦

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 黄纶伟

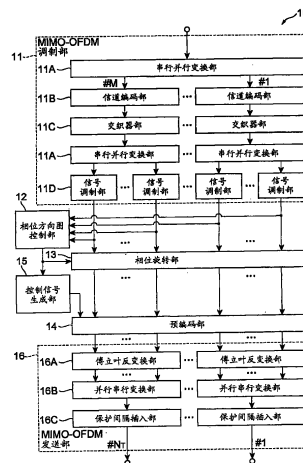
权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 9 页

## [54] 发明名称

无线通信装置和无线通信方法

## [57] 摘要

本发明提供一种无线通信装置和无线通信方法，使用多个发送天线来进行线性预编码处理并进行无线信号发送，该无线通信装置(10)具有：相位方向图控制部(12)，其选择使峰值对平均功率比降低的相位方向图；相位旋转部(13)，其使用在相位方向图控制部(12)中所选择的相位方向图来对调制信号进行相位旋转；控制信号生成部(15)，其根据在相位方向图控制部(12)中所选择的相位方向图来生成控制信号；以及预编码部(14)，其对来自相位旋转部(13)和控制信号生成部(15)的输出信号进行线性预编码处理。



1. 一种无线通信装置，该装置是使用多个发送天线来进行线性预编码处理并进行无线信号的发送的无线通信装置，其特征在于，该无线通信装置具有：

相位方向图控制部，其选择使峰值对平均功率比降低的相位方向图；

相位旋转部，其使用在所述相位方向图控制部中所选择的所述相位方向图来对调制信号进行相位旋转；

控制信号生成部，其根据在所述相位方向图控制部中所选择的所述相位方向图来生成控制信号；以及

预编码部，其对来自所述相位旋转部和所述控制信号生成部的输出信号进行线性预编码处理。

2. 根据权利要求1所述的无线通信装置，其特征在于，所述无线通信装置还具有 MIMO-OFDM 调制部和 MIMO-OFDM 发送部，并构成如下：

将在所述 MIMO-OFDM 调制部中所生成的各副载波的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中，

将来自所述预编码部的输出输入到所述 MIMO-OFDM 发送部中。

3. 根据权利要求1所述的无线通信装置，其特征在于，所述无线通信装置还具有 MIMO-CDMA 调制部和 MIMO-CDMA 发送部，并构成如下：

将在所述 MIMO-CDMA 调制部中使用各扩展码所生成的扩展后的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中，

将来自所述预编码部的输出输入到所述 MIMO-CDMA 发送部中。

4. 根据权利要求1所述的无线通信装置，其特征在于，所述无线通信装置还具有单载波 MIMO 调制部，并构成如下：

将在所述单载波 MIMO 调制部中为了进行并行传送所生成的各发送流的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中。

5. 根据权利要求2所述的无线通信装置，其特征在于，所述无线通

信装置还具有块控制部、傅立叶反变换部以及并行串行变换部，并构成  
为：

将来自所述预编码部的输出输入到所述块控制部中，

将在所述块控制部中被分割成多个块的信号输入到所述傅立叶反变  
换部中，

将所述傅立叶反变换部的输出输入到所述并行串行变换部中，

将所述并行串行变换部的输出输入到所述相位旋转部和所述相位方  
向图控制部中，

所述相位方向图控制部使用所述并行串行变换部的输出即时间信号  
波形来选择相位方向图。

6. 一种无线通信方法，该方法是使用多个发送天线来进行线性预编  
码处理并进行无线信号发送的无线通信方法，其特征在于，该无线通信  
方法具有：

相位方向图控制步骤，其选择使峰值对平均功率比降低的相位方向  
图；

相位旋转步骤，其使用在所述相位方向图控制步骤中所选择的所述  
相位方向图来对调制信号进行相位旋转；

控制信号生成步骤，其根据在所述相位方向图控制步骤中所选择的  
所述相位方向图来生成控制信号；以及

预编码步骤，其对来自所述相位旋转步骤和所述控制信号生成步骤  
的输出信号进行线性预编码处理。

7. 根据权利要求 6 所述的无线通信方法，其特征在于，所述无线通  
信方法还具有 MIMO-OFDM 调制步骤和 MIMO-OFDM 发送步骤，并  
构成为：

将在所述 MIMO-OFDM 调制步骤中所生成的各副载波的信号输入  
到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中，

将来自所述预编码步骤的输出输入到所述 MIMO-OFDM 发送步骤  
中。

8. 根据权利要求 6 所述的无线通信方法，其特征在于，所述无线通

信方法还具有 MIMO-CDMA 调制步骤和 MIMO-CDMA 发送步骤，并构成为：

将在所述 MIMO-CDMA 调制步骤中使用各扩展码所生成的扩展后的信号输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中，

将来自所述预编码步骤的输出输入到所述 MIMO-CDMA 发送步骤中。

9. 根据权利要求 6 所述的无线通信方法，其特征在于，所述无线通信方法还具有单载波 MIMO 调制步骤，并构成为：

将在所述单载波 MIMO 调制步骤中为了进行并行传送所生成的各发送流的信号输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中。

10. 根据权利要求 7 所述的无线通信方法，其特征在于，所述无线通信方法还具有块控制步骤、傅立叶反变换步骤以及并行串行变换步骤，

来自所述预编码步骤的输出被输入到所述块控制步骤中，

在所述块控制步骤中被分割成多个块的信号被输入到所述傅立叶反变换步骤中，

所述傅立叶反变换步骤的输出被输入到所述并行串行变换步骤中，

所述并行串行变换步骤的输出被输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中，

所述相位方向图控制步骤使用所述并行串行变换步骤的输出即时间信号波形来选择相位方向图。

## 无线通信装置和无线通信方法

### 技术领域

本发明涉及使用线性预编码的 MIMO 传送方式中的无线通信装置和无线通信方法。

### 背景技术

在移动通信中高速且高可靠性的 MIMO-OFDM 传送方式受到关注。OFDM 信号由多个副载波构成，具有能很好地抵抗频率选择性衰落的性质，然而具有峰值对平均功率比（Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)）大的问题。并且，在 CDMA 方式中也是，在将扩展后的多个信号序列进行码复用来发送的情况下，OFDM 信号同样具有 PAPR 增大的问题。而且，不限于 OFDM 方式和 CDMA 方式，即使在使用单载波方式等的情况下，在进行使用了多个发送天线的 MIMO 传送的情况下，当进行并行复用的信号流数增加时，也具有 PAPR 增大的问题。

这样，在 PAPR 大的发送信号波形中，由于发送功率放大器而产生非线性失真，传送特性劣化，并产生频带外辐射功率。为了避免这一点，当取得很大的发送功率放大器的输入补偿时，发送功率效率大幅下降。因此，一种同时实现 MIMO-OFDM 中的传送特性改善和 PAPR 降低的副载波跳相选择映射（Subcarrier Phase Hopping-Selected Mapping (SPH-SLM)）在以下文献中作了记载，即：「S. Suyama, N. Nomura, H. Suzuki, and K. Fukawa, “Subcarrier phase hopping MIMO-OFDM transmission employing enhanced selected mapping for PAPR reduction,” Annual IEEE Inter. Symposium on Personal Indoor Mobile Radio Communication. (PIMRC), pp. 1-5, Sept. 2006」(以下称为文献 1)。在该文献 1 的方法中，通过从使各副载波的调制信号相位旋转的多个酉矩阵即随机相位矩阵候补中选择最抑制峰值的相位方向图（Phase pattern），可降低 PAPR。

然而，在将上述现有技术即乘以随机相位矩阵的方法应用于使用 MIMO 固有模式传送等的线性预编码的 MIMO 传送方式的情况下，具有不能保持由线性预编码获得的效果的问题。即，作为线性预编码处理，具有这样的问题：通过使各发送信号流乘以发送天线权重所形成的波束特性由于上述现有技术的应用而变形。例如，在作为线性预编码处理使用 MIMO 固有模式传送的情况下，所形成的多个波束具有正交的特征，而在将上述现有技术即乘以随机相位矩阵的方法应用于该 MIMO 固有模式传送的情况下，所形成的正交波束变形。

### 发明内容

本发明的目的是提供一种可在使用 MIMO 固有模式传送等的线性预编码的 MIMO 传送方式中，在保持线性预编码的效果的状态下，能够通过相位旋转来降低 PAPR 的无线通信装置和无线通信方法。

为了解决上述问题，本发明的无线通信装置是使用多个发送天线来进行线性预编码处理并进行无线信号的发送的无线通信装置，其特征在于，该无线通信装置具有：相位方向图控制部，其选择使峰值对平均功率比降低的相位方向图；相位旋转部，其使用在所述相位方向图控制部中所选择的所述相位方向图来对调制信号进行相位旋转；控制信号生成部，其使用在所述相位方向图控制部中所选择的所述相位方向图来生成控制信号；以及预编码部，其对来自所述相位旋转部和所述控制信号生成部的输出信号进行线性预编码处理。

根据上述结构，在相位旋转部中，通过在向发送信号赋予相位旋转后进行预编码，可保持线性预编码的效果。并且，在相位方向图控制部中，通过根据 PAPR 的峰值从多个相位方向图候补中选择最佳的相位方向图，可降低 PAPR。

并且，在本发明的无线通信装置中，期望的是，所述无线通信装置还具有 MIMO-OFDM 调制部和 MIMO-OFDM 发送部，并构成为：将在所述 MIMO-OFDM 调制部中所生成的各副载波的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中，将来自所述预编码部的输出输入

到所述 MIMO-OFDM 发送部中。即，在对 MIMO-OFDM 系统中的调制后的各副载波信号进行相位旋转后，进行预编码处理。由此，可在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且，在本发明的无线通信装置中，期望的是，所述无线通信装置还具有 MIMO-CDMA 调制部和 MIMO-CDMA 发送部，并构成为：将在所述 MIMO-CDMA 调制部中使用各扩展码所生成的扩展后的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中，将来自所述预编码部的输出输入到所述 MIMO-CDMA 发送部中。即，在 MIMO-CDMA 系统中，在对使用各扩展码扩展后的信号进行相位旋转后，进行预编码处理。由此，可在 MIMO-CDMA 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且，在本发明的无线通信装置中，期望的是，所述无线通信装置还具有单载波 MIMO 调制部，并构成为：将在所述单载波 MIMO 调制部中为了进行并行传送所生成的各发送流的信号输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中。即，在对单载波 MIMO 系统中的调制后的信号进行相位旋转后，进行预编码处理。由此，可在单载波 MIMO 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且，在本发明的 MIMO-OFDM 传送中的无线通信装置中，期望的是，所述无线通信装置还具有块控制部、傅立叶反变换部以及并行串行变换部，并构成为：将来自所述预编码部的输出输入到所述块控制部中，将在所述块控制部中被分割成多个块的信号输入到所述傅立叶反变换部中，将所述傅立叶反变换部的输出输入到所述并行串行变换部中，将所述并行串行变换部的输出输入到所述相位旋转部和所述相位方向图控制部中，所述相位方向图控制部使用所述并行串行变换部的输出即时间信号波形来选择相位方向图。由此，可在实现所述相位方向图控制部中的运算量降低的同时，在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

为了解决上述问题，本发明的无线通信方法是使用多个发送天线来进行线性预编码处理并进行无线信号的发送的无线通信方法，其特征在

于, 该无线通信方法具有: 相位方向图控制步骤, 其选择使峰值对平均功率比降低的相位方向图; 相位旋转步骤, 其使用在所述相位方向图控制步骤中所选择的所述相位方向图来对调制信号进行相位旋转; 控制信号生成步骤, 其使用在所述相位方向图控制步骤中所选择的所述相位方向图来生成控制信号; 以及预编码步骤, 其对来自所述相位旋转步骤和所述控制信号生成步骤的输出信号进行线性预编码处理。

根据上述结构, 在相位旋转步骤中, 通过在向发送信号赋予相位旋转后进行预编码, 可保持线性预编码的效果。并且, 在相位方向图控制步骤中, 通过根据 PAPR 的峰值从多个相位方向图候补中选择最佳的相位方向图, 可降低 PAPR。

并且, 在本发明的无线通信方法中, 期望的是, 所述无线通信方法还具有 MIMO-OFDM 调制步骤和 MIMO-OFDM 发送步骤, 并构成为: 将在所述 MIMO-OFDM 调制步骤中所生成的各副载波信号输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中, 将来自所述预编码步骤的输出输入到所述 MIMO-OFDM 发送步骤中。即, 在对 MIMO-OFDM 系统中的调制后的各副载波信号进行相位旋转后, 进行预编码处理。由此, 可在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且, 在本发明的无线通信方法中, 期望的是, 所述无线通信方法还具有 MIMO-CDMA 调制步骤和 MIMO-CDMA 发送步骤, 并构成为: 将在所述 MIMO-CDMA 调制步骤中使用各扩展码所生成的扩展后的信号输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中, 将来自所述预编码步骤的输出输入到所述 MIMO-CDMA 发送步骤。即, 在 MIMO-CDMA 系统中, 在对使用各扩展码扩展后的信号进行相位旋转后, 进行预编码处理。由此, 可在 MIMO-CDMA 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且, 在本发明的无线通信方法中, 期望的是, 所述无线通信方法还具有单载波 MIMO 调制步骤, 并构成为: 将在所述单载波 MIMO 调制步骤中为了进行并行传送所生成的各发送流的信号输入到所述相位旋转



步骤和所述相位方向图控制步骤中。即，在对单载波 MIMO 系统中的调制后的信号进行相位旋转后，进行预编码处理。由此，可在单载波 MIMO 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

并且，在本发明的 MIMO-OFDM 传送中的无线通信方法中，期望的是，所述无线通信方法还具有块控制步骤、傅立叶反变换步骤以及并行串行变换步骤，来自所述预编码步骤的输出被输入到所述块控制步骤，在所述块控制步骤中被分割成多个块的信号被输入到所述傅立叶反变换步骤中，所述傅立叶反变换步骤的输出被输入到所述并行串行变换步骤中，所述并行串行变换步骤的输出被输入到所述相位旋转步骤和所述相位方向图控制步骤中，所述相位方向图控制步骤使用所述并行串行变换步骤的输出即时间信号波形来选择相位方向图。由此，可在实现所述相位方向图控制步骤中的运算量降低的同时，在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码的效果的状态下降低 PAPR。

根据本发明的无线通信装置和无线通信方法，可在使用 MIMO 固有模式传送等的线性预编码的 MIMO 传送方式中，在保持线性预编码的效果的状态下，通过相位旋转来降低 PAPR。

#### 附图说明

图 1 是第 1 实施方式的 MIMO-OFDM 传送系统的无线通信装置的结构图。

图 2 是第 1 实施方式的 MIMO-OFDM 传送系统的无线通信装置的相位方向图控制部的结构图。

图 3 是第 1 实施方式的 MIMO-CDMA 传送系统的无线通信装置的结构图。

图 4 是第 1 实施方式的 MIMO-CDMA 传送系统的无线通信装置中的相位方向图控制部的结构图。

图 5 是第 1 实施方式的单载波 MIMO 传送系统的无线通信装置的结构图。

图 6 是第 1 实施方式的单载波 MIMO 传送系统的无线通信装置中的

相位方向图控制部的结构图。

图 7 是第 2 实施方式的无线通信装置的结构图。

图 8 是第 2 实施方式的无线通信装置的相位方向图控制部的结构图。

图 9 是表示示出本发明的应用效果的 PAPR 特性的图。

### 具体实施方式

参照附图说明本发明的实施方式的无线通信装置。

#### [第 1 实施方式]

首先,对本发明的第 1 实施方式的 MIMO-OFDM 传送系统的无线通信装置的结构进行说明。图 1 是 MIMO-OFDM 传送系统的该无线通信装置 10 的硬件结构图。无线通信装置 10 在物理上如图 1 所示构成为包含: MIMO-OFDM 调制部 11、相位方向图控制部 12、相位旋转部 13、预编码部 14、控制信号生成部 15 以及 MIMO-OFDM 发送部 16。这里, MIMO-OFDM 调制部 11 构成为包含: 串行并行变换部 11A、信道编码部 11B、交织器部 11C 以及信号调制部 11D, MIMO-OFDM 发送部 16 构成为包含: 傅立叶反变换部 16A、并行串行变换部 16B 以及保护间隔插入部 16C。

图 2 示出本实施方式中的 MIMO-OFDM 传送系统的相位方向图控制部 12 的结构图。相位方向图控制部 12 构成为包含相位方向图选择部 22 和相位方向图的候补数 (U) 的峰值计算部 21。与各相位方向图对应的峰值计算部 21 构成为包含: 相位旋转部 21A、预编码部 21B、控制信号生成部 21C、傅立叶反变换部 21D 以及峰值检测部 21E。

接下来,对本实施方式的无线通信装置 10 的动作和无线通信方法进行说明。以下,对在使用副载波数  $N$ 、发送天线数  $N_T$ 、接收天线数  $N_R$ 、进行空间复用的发送信号流数  $M$  ( $M \leq N_T$ ) 的 MIMO-OFDM 传送中使用固有模式传送作为线性预编码处理的情况进行说明。

首先,在图 1 所示的 MIMO-OFDM 调制部 11 中,把要发送的信息信号序列在串行并行变换部 11A 中分配给要复用的各发送流,在信道编码部 11B 中实施信道编码,在交织器部 11C 中实施交织,在串行并行变

换部 11A 中分配给各副载波，之后在信号调制部 11D 中进行调制，产生发送信号  $z_n$ 。这里， $z_n$  表示第  $n$  ( $0 \leq n \leq N-1$ ) 副载波中的发送信号，以下，对第  $n$  ( $0 \leq n \leq N-1$ ) 副载波中的处理进行描述。

在信号调制部 11D 中产生发送信号  $z_n$  后，在相位旋转部 13 中使发送信号  $z_n$  乘以实施相位旋转的矩阵  $\mathbf{Q}_{\hat{u},n}$ ，之后在预编码部 14 中乘以酉矩阵  $\mathbf{V}_n$ ，从而生成与第  $\hat{u}$  相位方向图对应的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{\hat{u},n}$ 。这里，实施相位旋转的矩阵  $\mathbf{Q}_{\hat{u},n}$  表示在后述的相位方向图控制部 12 所选择的第  $\hat{u}$  ( $1 \leq \hat{u} \leq U$ ) 相位方向图中的矩阵。并且，酉矩阵  $\mathbf{V}_n$  是通过由以下的式 (1) 表示的  $N_T \times N_R$  MIMO 信道的信道矩阵  $\mathbf{H}_n$  进行奇异值分解 (SVD) 所得到的矩阵，可由以下的式 (2) 的形式表示。

$$\mathbf{H}_n = \begin{pmatrix} H_{11,n} & H_{12,n} & \cdots & H_{1N_T,n} \\ H_{21,n} & H_{22,n} & \cdots & H_{2N_T,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1,n} & H_{N_R2,n} & \cdots & H_{N_RN_T,n} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{U}_n \mathbf{D}_n \mathbf{V}_n^H \quad (2)$$

这里， $^H$  表示复共轭转置，矩阵  $\mathbf{D}_n$  可由以下的式表示。

$$\mathbf{D}_n = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_{1,n}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_{2,n}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_{N_T,n}} \end{pmatrix} \quad (3)$$

另外， $\lambda_{n_T,n}$  是  $\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n$  的第  $n_T$  个固有值，且  $\lambda_{1,n} > \lambda_{2,n} > \cdots > \lambda_{N_T,n}$ 。

在预编码部 14 所生成的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{\hat{u},n}$  可使用上述的酉矩阵  $\mathbf{V}_n$  和实施相位旋转的矩阵  $\mathbf{Q}_{\hat{u},n}$ ，由以下的式表示。

$$\mathbf{s}_{\hat{u},n} = \left( s_{\hat{u},1,n} \ s_{\hat{u},2,n} \ \cdots \ s_{\hat{u},N_T,n} \right)^T = \mathbf{V}_n \mathbf{Q}_{\hat{u},n} \mathbf{z}_n \quad (4)$$

这里， $^T$  表示转置，所生成的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{\hat{u},n}$  中的各要素被输入到对应的发送天线中的傅立叶反变换部 16A。

另一方面，在控制信号生成部 15 中，生成用于将在相位方向图控制

部 12 中所选择的相位方向图信息  $\hat{u}$  通知给接收侧的控制信号，所生成的控制信号被输入到预编码部 14。在预编码部 14 中，通过将使用发送控制信号的副载波中的信道矩阵来进行式 (2) 所示的奇异值分解所得到的酉矩阵乘以控制信号，对控制信号进行预编码处理。

在傅立叶反变换部 16A 中，通过对从预编码部 14 所输入的预编码处理后的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{\hat{u},n}$  和控制信号进行傅立叶反变换来生成时域信号，将其输入到并行串行变换部 16B。并行串行变换部 16B 将并行输入的信号序列变换成串行的信号序列，将其输入到保护间隔插入部 16C。在保护间隔插入部 16C 中，对所输入的信号插入保护间隔，生成各天线中的发送信号。

接下来，对图 2 所示的相位方向图控制部 12 的动作进行说明。在构成为包含相位方向图选择部 22 和相位方向图的候补数 (U) 的峰值计算部 21 的相位方向图控制部 12 中，在与第 u ( $1 \leq u \leq U$ ) 相位方向图对应的峰值计算部 21 中，通过使所输入的发送信号  $z_n$  在相位旋转部 21A 中乘以由以下的式定义的矩阵  $Q_{u,n}$  来实施相位旋转。

$$Q_{u,n} = \begin{pmatrix} e^{j\phi_{u,1,n}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{u,2,n}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\phi_{u,N_T,n}} \end{pmatrix} \quad (5)$$

之后，从相位旋转部 21A 所输出的信号被输入到预编码部 21B，在预编码部 21B 中通过乘以酉矩阵  $V_n$  来进行预编码处理。此时，与预编码后的第 u 相位方向图对应的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{u,n}$  为以下。

$$\mathbf{s}_{u,n} = (s_{u,1,n} \ s_{u,2,n} \ \dots \ s_{u,N_T,n})^T = \mathbf{V}_n \mathbf{Q}_{u,n} \mathbf{z}_n \quad (6)$$

在预编码部 21B 中所生成的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{u,n}$  的各要素被输入到对应的各发送天线中的傅立叶反变换部 21D。并且，在控制信号生成部 21C 中生成与第 u 相位方向图对应的控制信号，所生成的控制信号被输入到预编码部 21B。在预编码部 21B 中，通过将使用发送控制信号的副载波中的信道矩阵来进行奇异值分解所得到的酉矩阵乘以控制信号，对控制

信号进行预编码处理。

在傅立叶反变换部 21D 中,通过对从预编码部 21B 所输入的预编码处理后的发送信号矢量  $s_{u,n}$  和控制信号进行傅立叶反变换来生成时间信号波形。与各发送天线对应的从傅立叶反变换部 21D 所输出的时间信号波形被输入到峰值检测部 21E。在峰值检测部 21E 中,根据各发送天线的时信号波形输出值最大的峰值。从各峰值计算部 21 中的峰值检测部 21E 所输出的最大峰值被输入到相位方向图选择部 22,在相位方向图选择部 22 中选择可使最大峰值最小的相位方向图。这里,把所选择的相位方向图设定为  $\hat{u}$ ,则  $\hat{u}$  根据以下的式来选择。

$$\hat{u} = \arg \min_u \left[ \max_{k,n_t} |s_{u,n_t}(k)|^2 \right] \quad (7)$$

这里,  $s_{u,n_t}(k)$  表示应用相位方向图  $u$  的第  $n_t$  天线在第  $k$  ( $0 \leq k \leq N-1$ ) 取样中的时间信号波形。所选择的相位方向图  $\hat{u}$  从相位方向图选择部 22 输出,被输入到图 1 中的相位旋转部 13 和控制信号生成部 15。

接下来,对本实施方式的无线通信装置 10 的作用和效果进行说明。在本实施方式的无线通信装置 10 中,通过使用根据式 (7) 所选择的第  $\hat{u}$  相位方向图来使各副载波的相位旋转,可降低 PAPR。并且,通过在预编码部 14 前进行相位旋转,在接收侧与现有的固有波束传送一样,通过使接收信号矢量  $r_n$  乘以酉矩阵  $U^H$ ,可进行信道的正交化。这里,  $N_R$  维的接收信号矢量  $r_n$  由下式表示。

$$r_n = H_n s_n + n_n \quad (8)$$

式中,  $n_n$  是  $N_R$  维的噪声矢量。将该接收信号矢量  $r_n$  在接收侧乘以酉矩阵  $U^H$ ,则相乘后的接收信号矢量  $\tilde{r}_n$  可通过使用式 (2) 的关系由以下的式表示。

$$\tilde{r}_n = U_n^H r_n = U_n^H H_n s_{\hat{u},n} + \tilde{n}_n = U_n^H H_n V_n Q_{\hat{u},n} z_n + \tilde{n}_n = D_n Q_{\hat{u},n} z_n + \tilde{n}_n \quad (9)$$

$$\tilde{n}_n = U_n^H n_n \quad (10)$$

这里,由于式 (9) 中的矩阵  $D_n$  和  $Q_{\hat{u},n}$  是对角矩阵,因而可维持信道的正交性。即,由于可降低 PAPR,因而使用矩阵  $Q_{\hat{u},n}$  实施相位旋转后

的发送信号矢量  $\mathbf{s}_{i,n}$  可保持基于酉矩阵  $\mathbf{V}_n$  的相乘的线性预编码效果。另外，通过在接收侧使用由控制信号所通知的相位方向图信息  $\hat{\mathbf{u}}$  来对接收信号矢量  $\hat{\mathbf{r}}_n$  赋予与利用矩阵  $\mathbf{Q}_{i,n}$  所旋转的相位相反的相位旋转，可检测原始的信息信号。

这里，在现有的固有模式传送中，在实施预编码后，对各天线实施了不同的相位旋转时，由于通过预编码所形成的正交波束变形，因而传送特性劣化。与此相对，在本发明中的上述相位方向图控制部 12 中，其特征在于，在实施预编码前对发送信号  $z_n$  实施相位旋转，之后进行预编码。由此，由于不对预编码后的信号施加特别操作而可对发送信号实施相位旋转，因而可在维持通过预编码所形成的正交波束的状态下降低 PAPR。

另外，在本实施方式中的上述说明中示出针对 MIMO-OFDM 传送系统的应用例，然而还能应用于多载波 (MC)-CDMA 和 OFDMA 等的基于 OFDM 的任何方式。即，在使用 OFDM 的副载波来发送扩展后的信号的 MC-CDMA、将 OFDM 的副载波分配给多个用户的 OFDMA 等的基于 OFDM 的方法中进行使用了线性预编码处理的 MIMO 传送的情况下，可应用本发明。

以下，说明上述的无线通信装置的结构变形例。在上述的例子中示出在将本发明应用于 MIMO-OFDM 传送系统的情况下的装置和方法，然而还能应用于 MIMO-CDMA 传送系统。图 3 是 MIMO-CDMA 传送系统的该无线通信装置 30 的硬件结构图。无线通信装置 30 在物理上如图 3 所示构成为包含：MIMO-CDMA 调制部 31、相位方向图控制部 32、相位旋转部 33、预编码部 34、控制信号生成部 35 以及 MIMO-CDMA 发送部 36。这里，MIMO-CDMA 调制部 31 构成为包含：串行并行变换部 31A、信道编码部 31B、交织器部 31C、信号调制部 31D 以及扩展部 31E，MIMO-CDMA 发送部 36 由码复用部 36A 构成。

图 4 示出本实施方式中的 MIMO-CDMA 传送系统的相位方向图控制部 32 的结构图。相位方向图控制部 32 构成为包含相位方向图选择部 42 和相位方向图的候补数的峰值计算部 41。与各相位方向图对应的峰值

计算部 41 构成为包含：相位旋转部 41A、预编码部 41B、控制信号生成部 41C 以及峰值检测部 41D。

接下来，对 MIMO-CDMA 传送系统中的无线通信装置 30 的动作和无线通信方法进行说明。首先，在 MIMO-CDMA 调制部 31 中的串行并行变换部 31A 中，将信息信号分配给各发送流，在信道编码部 31B 中实施信道编码，在交织器部 31C 中实施交织，在信号调制部 31D 中进行调制，在扩展部 31E 中使用（进行码复用的）各扩展码来将信号扩展，产生发送信号。

接下来，在相位方向图控制部 32 中降低 PAPR 并选择最佳的相位方向图，在相位旋转部 33 中将利用各扩展码所生成的发送信号和所选择的相位方向图相乘，输入到预编码部 34。另一方面，在控制信号生成部 35 中，根据在相位方向图控制部 32 中所选择的相位方向图生成控制信号，使用控制信号用的扩展码来进行扩展，之后输入到预编码部 34。预编码部 34 对从相位旋转部 33 所输入的信号和从控制信号生成部 35 所输入的信号实施预编码处理，之后预编码处理后的信号被输入到 MIMO-CDMA 发送部 36 中的码复用部 36A。在码复用部 36A 中，通过进行所输入的信号码复用来生成各发送天线中的发送信号。另外，关于 MIMO-CDMA 传送系统中的相位方向图控制部 32 的动作，除了没有 MIMO-OFDM 传送系统中的相位方向图控制部 12（图 2）的傅立叶反变换部 21D 中的傅立叶反变换动作以外，与 MIMO-OFDM 传送系统中的相位方向图控制部 12 的动作相同。

如上所述，作为无线通信装置的结构变形例，示出了针对 MIMO-CDMA 传送系统的应用例，然而以下作为另一变形例，说明针对单载波 MIMO 传送系统的应用例。图 5 是单载波 MIMO 传送系统的该无线通信装置 50 的硬件结构图。无线通信装置 50 在物理上如图 5 所示构成为包含：单载波 MIMO 调制部 51、相位方向图控制部 52、相位旋转部 53、预编码部 54 以及控制信号生成部 55。这里，单载波 MIMO 调制部 51 构成为包含：串行并行变换部 51A、信道编码部 51B、交织器部 51C 以及信号调制部 51D。

图6示出本实施方式中的单载波MIMO传送系统的相位方向图控制部52的结构图。相位方向图控制部52构成为包含相位方向图选择部62和相位方向图的候补数的峰值计算部61。与各相位方向图对应的峰值计算部61构成为包含：相位旋转部61A、预编码部61B、控制信号生成部61C以及峰值检测部61D。

接下来，对单载波MIMO传送系统中的无线通信装置50的动作和无线通信方法进行说明。首先，在单载波MIMO调制部51中的串行并行变换部51A中，将信息信号分配给进行复用的各发送流，在信道编码部51B中实施信道编码，在交织器部51C中实施交织，在信号调制部51D中进行调制，产生发送信号。接下来，在相位方向图控制部52中降低PAPR并选择最佳的相位方向图，根据该相位方向图在相位旋转部53中将发送信号和所选择的相位方向图相乘，输入到预编码部54。另一方面，在控制信号生成部55中，根据在相位方向图控制部52中所选择的相位方向图生成控制信号，输入到预编码部54。预编码部54对从相位旋转部53所输入的信号和从控制信号生成部55所输入的信号实施预编码处理，之后预编码处理后的信号从各发送天线被发送。

这里，如上所述，说明了将从相位旋转部53和控制信号生成部55所输出的信号在预编码部54中进行空间复用的情况的例子，然而可以将将从相位旋转部53和控制信号生成部55所输出的信号进行时间复用。

另外，关于单载波MIMO传送系统中的相位方向图控制部52的动作，除了没有MIMO-OFDM传送系统中的相位方向图控制部12（图2）的傅立叶反变换部21D中的傅立叶反变换动作以外，与MIMO-OFDM传送系统中的相位方向图控制部12的动作相同。

接下来，说明本实施方式中的峰值检测部21E、41D、61D的变形例。对在上述的峰值检测部21E、41D、61D中将时间信号波形中的信号功率的最大值作为峰值来输出的结构进行了说明，然而考虑到在发送功率放大器中进行削波，可以采用在峰值检测部21E、41D、61D中计算所削波的阈值功率以上的总功率的结构。此时，在相位方向图选择部22、42、62中选择使所削波的阈值功率以上的总功率最小的最佳相位方向图。



另外，在本实施方式的上述说明中，示出在使用固有模式传送作为线性预编码处理的情况下的装置和方法，然而即使在使用其他的发送预编码方法的情况下，也能利用上述方法，在保持线性预编码效果的状态下降低 PAPR。

### [第 2 实施方式]

接下来，说明本发明的第 2 实施方式的无线通信装置的结构。本实施方式的无线通信装置与第 1 实施方式的 MIMO-OFDM 传送系统中的无线通信装置相比较，由于可减少相位方向图控制部中的傅立叶反变换部的数量，因而可降低相位方向图控制部中的运算量。图 7 是该无线通信装置 70 的硬件结构图。本实施方式的无线通信装置 70 构成为包含：MIMO-OFDM 调制部 71、预编码部 72、块控制部 73、傅立叶反变换部 74、并行串行变换部 75、相位方向图控制部 76、相位旋转部 77、控制信号生成部 78、加法部 79 以及保护间隔插入部 7A。这里，MIMO-OFDM 调制部 71 与第 1 实施方式中的结构相同。

图 8 示出本实施方式中的相位方向图控制部 76 的结构图。相位方向图控制部 76 构成为包含相位方向图选择部 82 和相位方向图的候补数的峰值计算部 81。与各相位方向图对应的峰值计算部 81 构成为包含：相位旋转部 81A、加法部 81B、控制信号生成部 81C 以及峰值检测部 81D。

接下来，对本实施方式的无线通信装置 70 的动作和无线通信方法进行说明。本实施方式的 MIMO-OFDM 调制部 71 中的信号生成方法与第 1 实施方式相同。在本实施方式中与第 1 实施方式不同的是，将由 MIMO-OFDM 调制部 71 所生成的发送信号  $z_n$  在预编码部 72 中先乘以酉矩阵  $V_n$ 。从预编码部 72 所输出的信号在块控制部 73 中被分割成多个块，按各块在傅立叶反变换部 74 中变换成时间信号波形。从傅立叶反变换部 74 所输出的信号在并行串行变换部 75 中被变换成串行的时间信号序列。从并行串行变换部 75 所输出的信号被输入到后述的相位方向图控制部 76，进行 PAPR 降低并选择最佳相位方向图。在相位方向图控制部 76 中所选择的相位方向图信息被输入到相位旋转部 77 和控制信号生成部 78。在相位旋转部 77 中，使用从相位方向图控制部 76 所输入的相位方向图信息，

对从并行串行变换部 75 所输入的信号进行相位旋转，相位旋转后的信号被输入到加法部 79。另一方面，控制信号生成部 78 使用从相位方向图控制部 76 所输入的相位方向图信息，生成用于向接收侧通知相位方向图信息的控制信号，所生成的控制信号被输入到与各发送天线对应的加法部 79。这里，关于控制信号生成部 78 中的控制信号的生成，可将与各相位方向图候补对应的时间信号波形预先保存在存储器内，将与所选择的相位方向图对应的时间信号波形作为控制信号来输出。并且，还可在频域内生成与在相位方向图控制部 76 中所选择的相位方向图对应的控制信号，将对生成后的信号进行傅立叶反变换后的时间信号波形用作来自控制信号生成部 78 的输出信号。

在加法部 79 中，将从相位旋转部 77 输出的多个块的信号和控制信号相加，将相加后的信号输入到保护间隔插入部 7A。在保护间隔插入部 7A 中，对从加法部 79 所输入的信号插入保护间隔，生成各天线中的发送信号。

接下来，说明图 8 所示的相位方向图控制部 76 的动作。在构成为包含相位方向图选择部 82 和相位方向图的候补数 (U) 的峰值计算部 81 的相位方向图控制部 76 中，在与第  $u$  ( $1 \leq u \leq U$ ) 相位方向图对应的峰值计算部 81 中，通过将并行串行变换部 75 输入的信号在相位旋转部 81A 中乘以由以下的式定义的矩阵  $Q'_{u,n}$  来实施相位旋转。

$$Q'_{u,n} = \begin{pmatrix} e^{j\theta_{u,n}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_{u,n}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_{u,n}} \end{pmatrix} \quad (11)$$

这里，如式 (11) 所示，在本实施方式中与式 (5) 所示的第 1 实施方式的情况不同，其特征在于，对所形成的各波束赋予同一相位旋转量。

另一方面，在控制信号生成部 81C 中，生成与第  $u$  ( $1 \leq u \leq U$ ) 相位方向图对应的控制信号。这里，关于控制信号生成部 81C 中的控制信号的生成，通过如上所述将与该相位方向图对应的控制信号的时间信号波形预先保存在存储器内，或者在频域内生成与该相位方向图对应的控制

信号后实施傅立叶反变换，可生成控制信号。从控制信号生成部 81C 所输出的控制信号和从相位旋转部 81A 所输出的信号被输入到加法部 81B，生成相加后的时间信号波形。从加法部 81B 所输出的信号被输入到峰值检测部 81D，在峰值检测部 81D 中将与各发送天线对应的时间信号波形进行比较，将值最大的峰值进行输出。从各峰值计算部 81 的峰值检测部 81D 所输出的峰值被输入到相位方向图选择部 82。在相位方向图选择部 82 中，选择可使所输入的最大峰值最小的相位方向图，输出所选择的相位方向图  $\hat{u}'$ 。所选择的相位方向图  $\hat{u}'$  被输入到图 7 中的相位旋转部 77 和控制信号生成部 78。

接下来，对本实施方式的无线通信装置 70 的作用和效果进行说明。在本实施方式的无线通信装置 70 中，使用根据式 (11) 定义的矩阵来进行相位旋转。其结果，在第 1 实施方式中由式 (6) 的形式表示的发送信号矢量  $s_{u,n}$  在本实施方式中由以下的式表示。

$$s_{u,n} = Q_{u,n} V_n z_n = e^{j\phi_{u,n}} V_n z_n = e^{j\phi_{u,n}} s_n \quad (12)$$

这里， $s_n$  是从预编码部 72 输出的信号，且  $s_n = V_n z_n$ 。

在块控制部 73 中，假定分割成使副载波编号  $\{b, B+b, \dots, (N/B-1)B+b\}$  的信号属于第  $b$  ( $0 \leq b \leq B-1$ ) 块，将同一块内的各副载波中的相位旋转量  $\phi_{u,n}$  设定为  $\phi_{u,n} = \phi_{u, B+b} = \dots = \phi_{u, (N/B-1)B+b}$ ，赋予同一相位旋转量。此时，发送信号矢量  $s_{u,n}$  中的第  $n_t$  发送天线中的时间信号波形  $s_{u,n_t}(k)$  可由以下的式表示。

$$\begin{aligned}
s_{u,n_1}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_{u,n}} s_{n_1,n} e^{j2\pi\frac{n}{N}k} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\phi_{u,0}} \sum_{n_b=0}^{N/B-1} s_{n_1,n_b B} e^{j2\pi\frac{n_b B}{N}k} \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\phi_{u,1}} \sum_{n_b=0}^{N/B-1} s_{n_1,n_b B+1} e^{j2\pi\frac{(n_b B+1)}{N}k} \\
&\quad + \dots + \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\phi_{u,B-1}} \sum_{n_b=0}^{N/B-1} s_{n_1,n_b B+B-1} e^{j2\pi\frac{(n_b B+B-1)}{N}k} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{b=0}^{B-1} e^{j\phi_{u,b}} \sum_{n_b=0}^{N/B-1} s_{n_1,n_b B+b} e^{j2\pi\frac{(n_b B+b)}{N}k} \tag{13}
\end{aligned}$$

这里，式(13)中的

$$\sum_{n_b=0}^{N/B-1} s_{n_1,n_b B+b} e^{j2\pi\frac{(n_b B+b)}{N}k}$$

是由属于第 b 块的副载波的调制信号构成的、对由以下的式(14)表示的长度 N 的信号序列进行傅立叶反变换后的时间信号波形。

$$[0, \dots, 0, s_{n_1,b}, 0, \dots, 0, s_{n_1,B+b}, \dots, s_{n_1,(N/B-1)B+b}, 0, \dots, 0] \tag{14}$$

因此，式(13)具有这样的形式：将对分割成各块的信号进行傅立叶反变换后的时间信号波形乘以  $e^{j\phi_{u,b}}$ 、使全部块相加。由此，可针对将在块控制部 73 中被分割成各块的信号作了傅立叶反变换后的信号，在图 7 和图 8 中的相位旋转部 77、81A 中进行相位旋转。其结果，在图 8 所示的相位方向图控制部 76 中的各峰值计算部 81 中，可省略在图 2 所示的第 1 实施方式的峰值计算部 21 中使用的傅立叶反变换部 21D，因而可降低运算量。即，在本实施方式中，在块控制部 73 中以式(14)所示的形式分割各副载波信号，在同一块内的各副载波中赋予同一相位旋转量，从而可在实现相位方向图控制部 76 中的运算量降低的同时，在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码效果的状态下降低 PAPR。

而且，关于式(13)，通过设定  $N_B=N/B$ ，式(13)可为以下的式(15)。

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{b=0}^{B-1} e^{j\theta_{n,b}} \sum_{n_b=0}^{N_B-1} S_{n_b, n_b B+b} e^{j2\pi \frac{(n_b B+b)k}{N}} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{b=0}^{B-1} e^{j\theta_{n,b}} e^{j2\pi \frac{b}{N} k} \sum_{n_b=0}^{N_B-1} S_{n_b, n_b B+b} e^{j2\pi \frac{n_b}{N_B} k} \\ &= \sqrt{\frac{N_B}{N}} \sum_{b=0}^{B-1} e^{j\theta_{n,b}} e^{j2\pi \frac{b}{N} k} s_{b, n_b}(k \bmod N_B) \end{aligned} \quad (15)$$

这里， $s_{b, n_b}(k')$  ( $0 \leq k' \leq N_B - 1$ ) 是将由以下的式 (16) 表示的长度  $N_B$  的信号序列进行傅立叶反变换后的时间信号波形。

$$\left[ S_{n_b, b}, S_{n_b, B+b}, \dots, S_{n_b, (N/B-1)B+b} \right] \quad (16)$$

因此，可将傅立叶反变换中的点数从  $N$  降低到  $N_B$ 。由此，可进一步降低图 7 中的傅立叶反变换部 74 的傅立叶反变换的运算量。即，在图 7 中的块控制部 73 中，按各块生成由式 (16) 所示的信号序列，通过把傅立叶反变换部 74 的傅立叶反变换中的点数设定为  $N_B$ ，可在实现傅立叶反变换的运算量降低的同时，在 MIMO-OFDM 系统中保持线性预编码效果的状态下降低 PAPR。

另外，在本实施方式中的上述说明中，示出针对 MIMO-OFDM 传送系统的应用例，然而与第 1 实施方式的情况一样，还能将本发明应用于多载波 (MC)-CDMA 和 OFDMA 等的基于 OFDM 的任何方式。这里，在将本发明应用于 OFDMA 的情况下，通过将在块控制部 73 所分割的各块的信号分配给不同的用户，可降低应作为控制信号而发送的信息量，或者可省略控制信号生成部 78。这是因为，由于在本实施方式中对同一块内的信号应用同一相位旋转量，因而向各用户发送的全部副载波受到同一相位旋转的影响。

并且，在本实施方式中的上述说明中，对峰值检测部 81D 输出最大峰值的情况作了说明，然而如在第 1 实施方式的峰值检测部的变形例中所说明的那样，可以采用输出所削波的阈值功率以上的总功率的结构。

参照附图来说明本发明的第 1 实施方式的实施例。为了确认本发明的有效性，以下示出在将本发明的第 1 实施方式应用于使用固有模式传送作为线性预编码的 MIMO-OFDM 方式的情况下的计算机仿真结果。发送和接收天线数分别采用 2，对 2 个流进行空间复用。并且，OFDM 的

参数依据 5GHz 频带无线 LAN, FFT 点数采用 64。调制方式采用 QPSK, 本发明中的相位方向图数 U 采用 16。

图 9 示出现有的固有模式传送和本发明中的 PAPR 的 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function, 互补累积分布函数) 特性。并且, 为了比较还一并示出在不进行固有模式传送的情况下的 CCDF 特性。在该图中, EM 表示现有的固有模式传送中的 CCDF 特性, EM-SLM 表示应用本发明的第 1 实施方式的固有模式传送的 CCDF 特性。并且, SDM 表示不进行固有模式传送的 MIMO-OFDM 方式的 CCDF 特性, SDM-SLM 表示在不进行固有模式传送的 MIMO-OFDM 方式中应用上述的文献 1 的方法的情况下的 CCDF 特性。

从图 9 可知, 不使用 PAPR 降低处理的 EM 和 SDM 具有大致同等的 CCDF 特性, 应用本发明的第 1 实施方式的  $U=16$  的 EM-SLM 的 CCDF 特性可针对 EM 的 CCDF 特性将  $CCDF=10^{-3}$  时的 PAPR 降低约 3.6dB。并且可知, EM-SLM 可实现与不使用固有模式传送的 SDM-SLM 大致同等的 PAPR 特性。

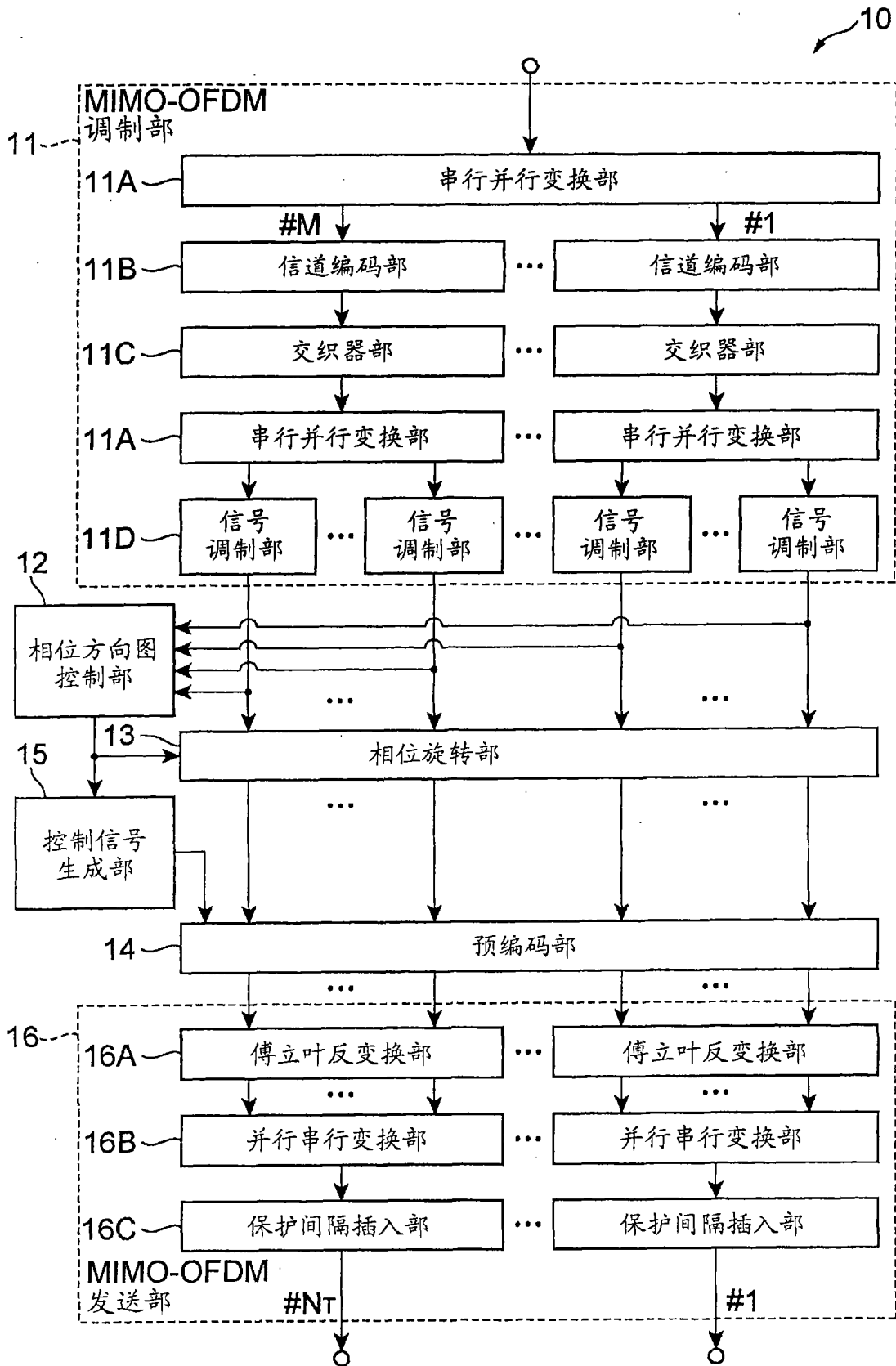


图 1

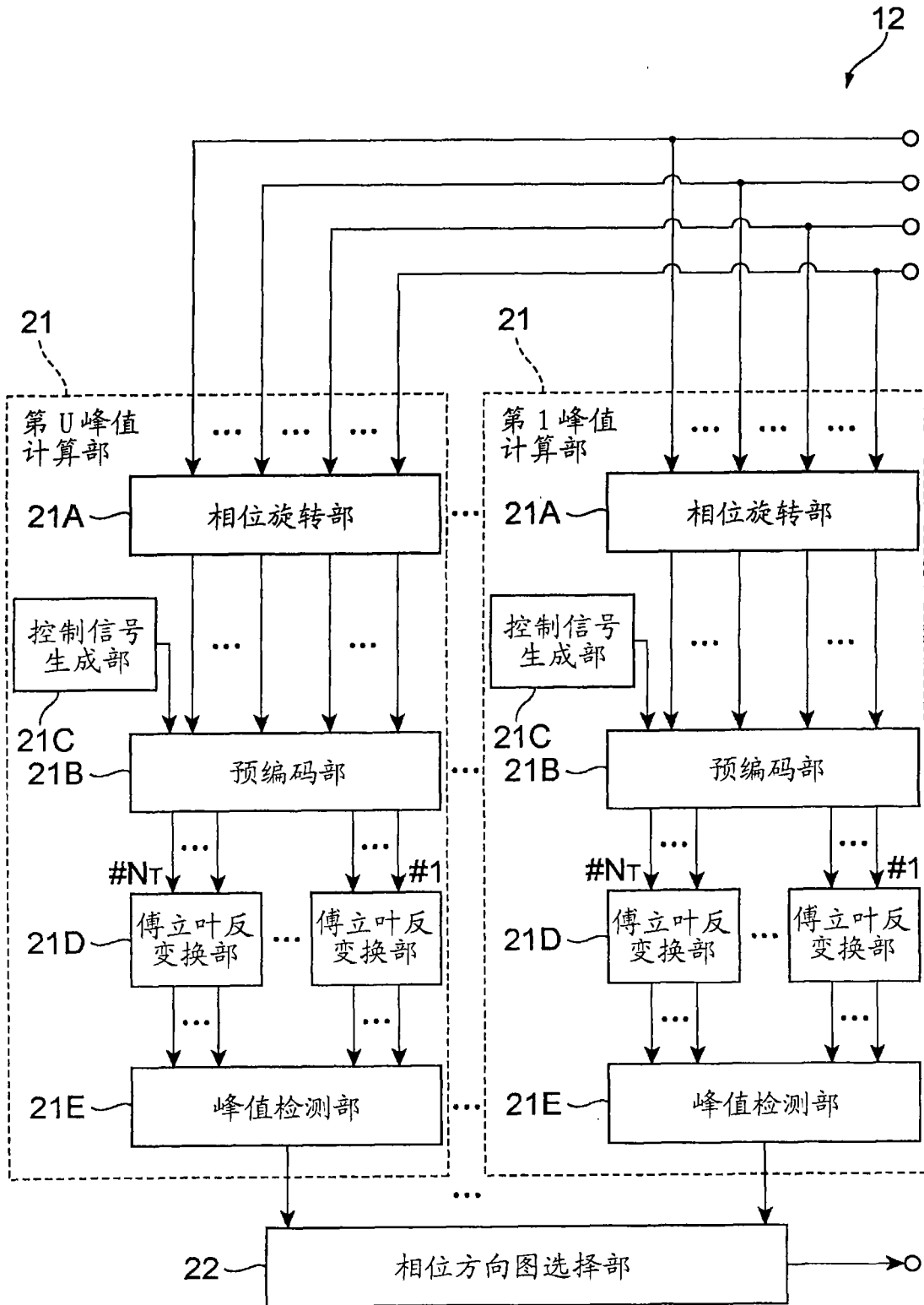


图 2



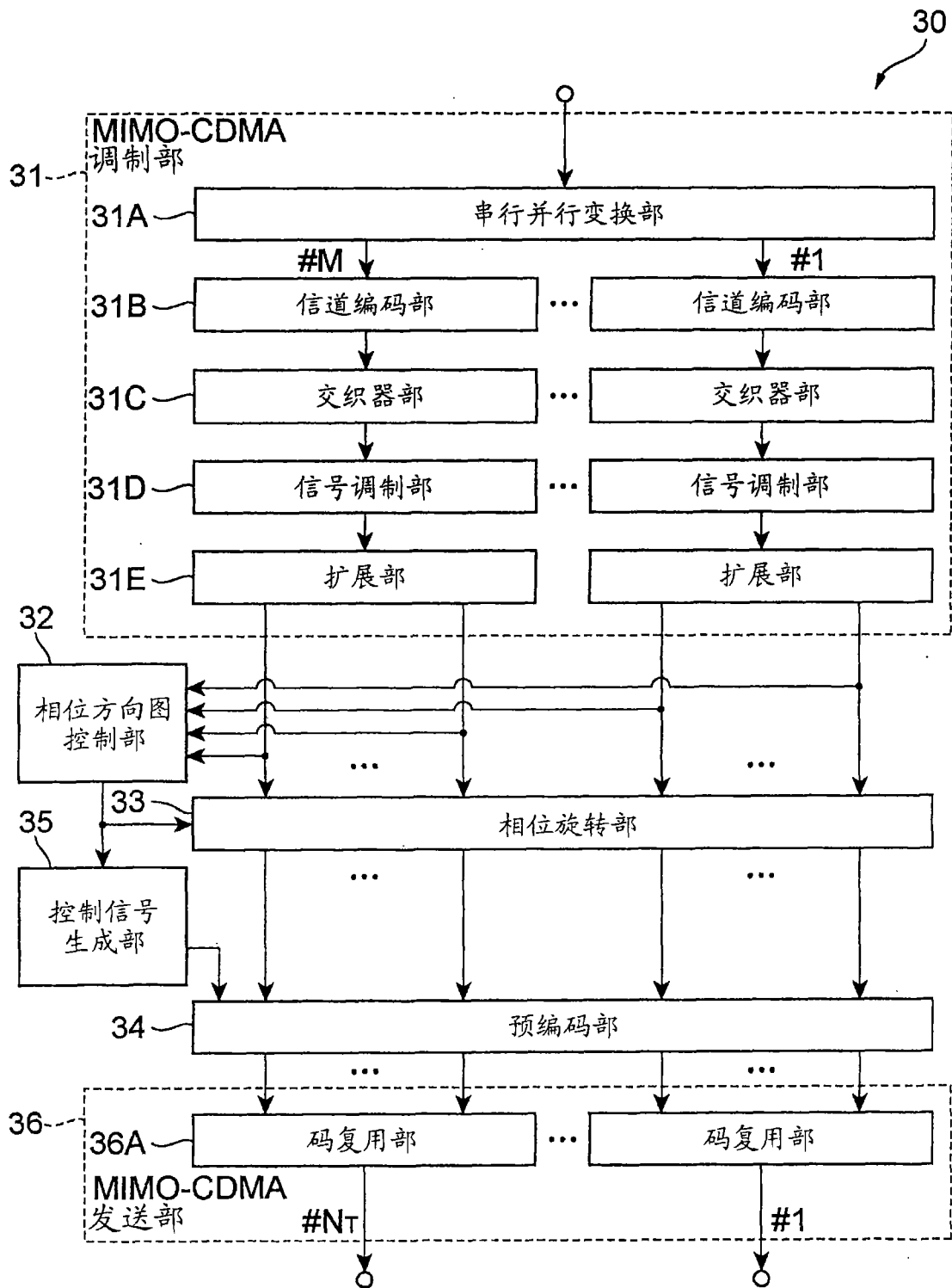


图 3

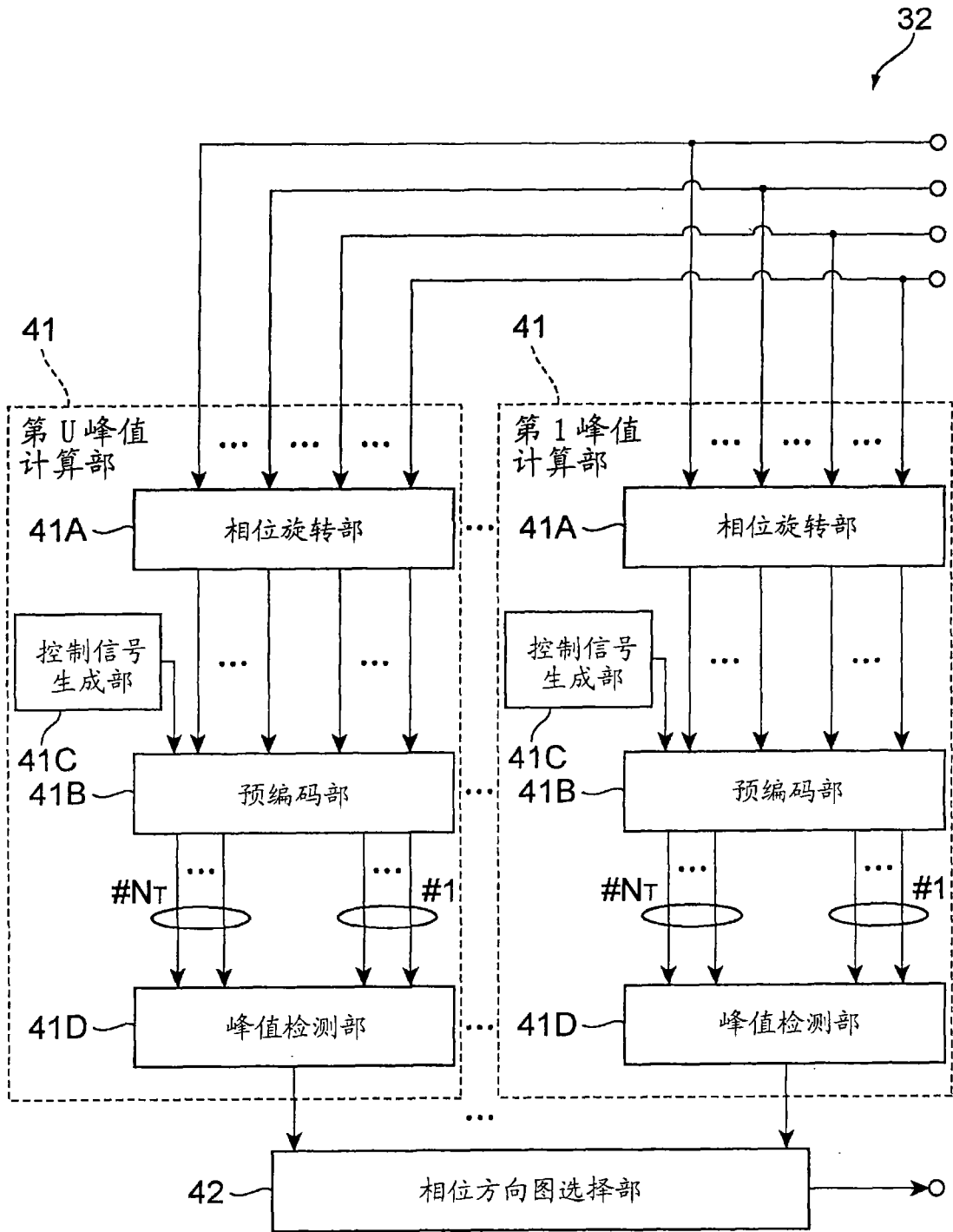


图 4

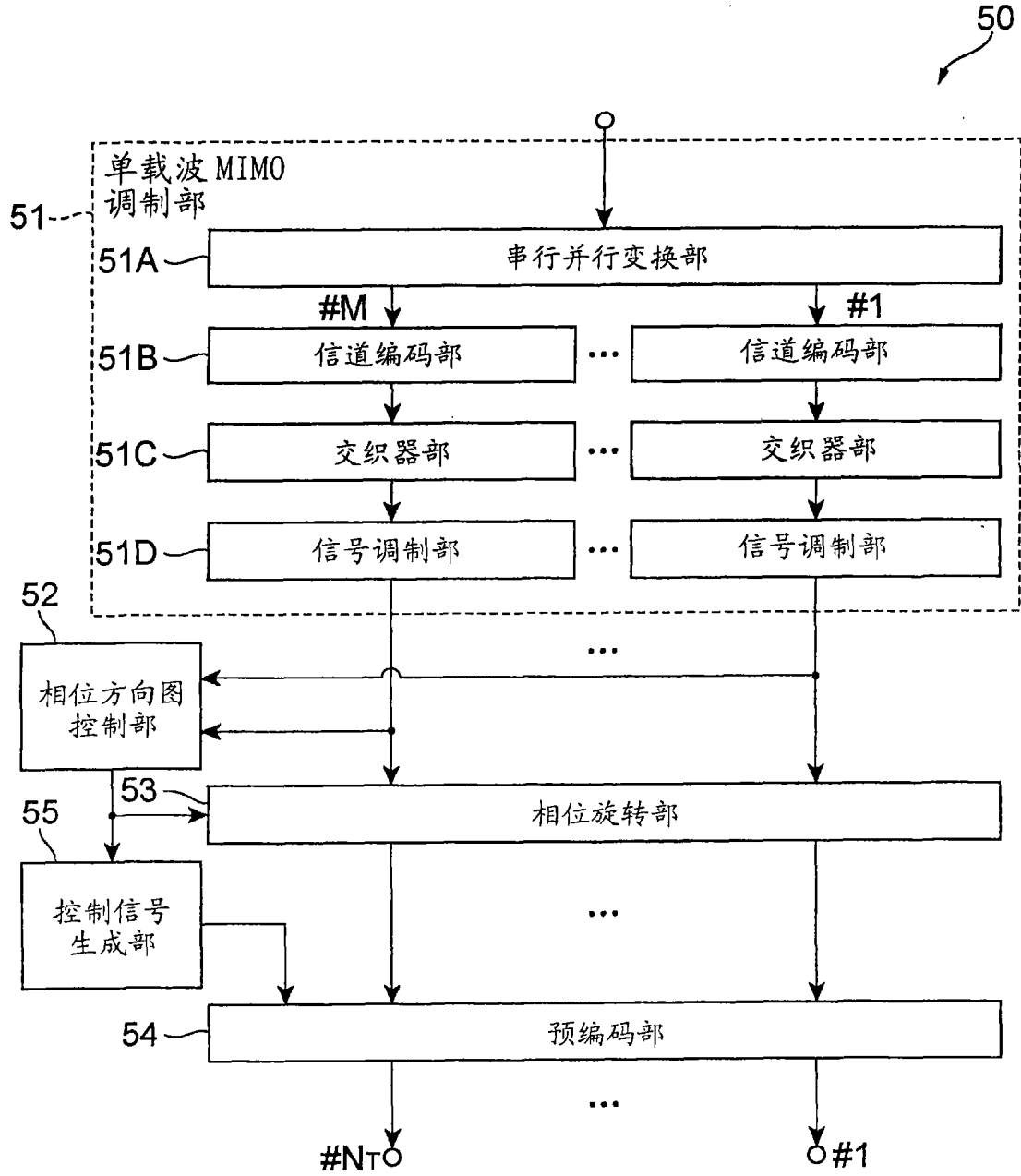


图 5

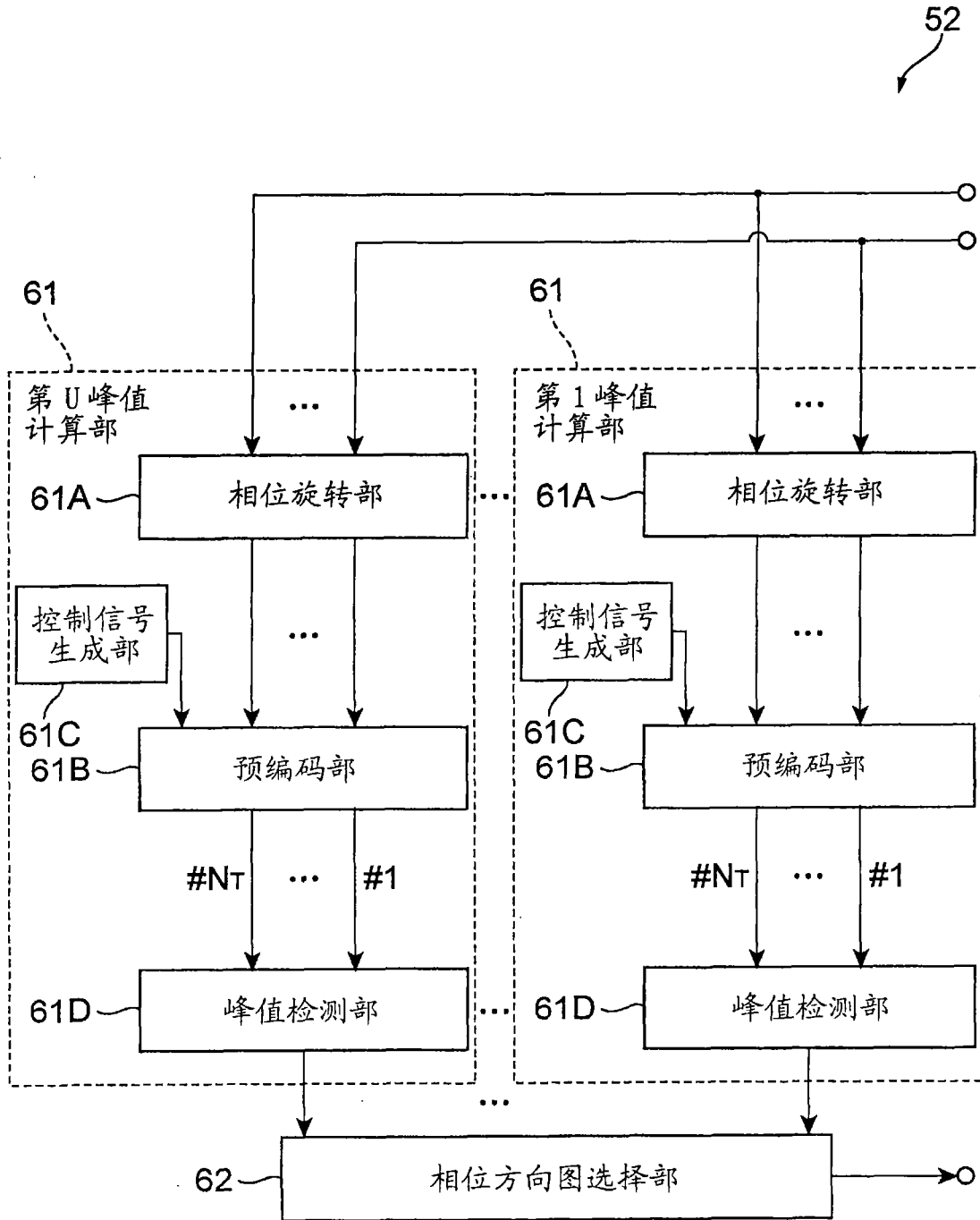


图 6

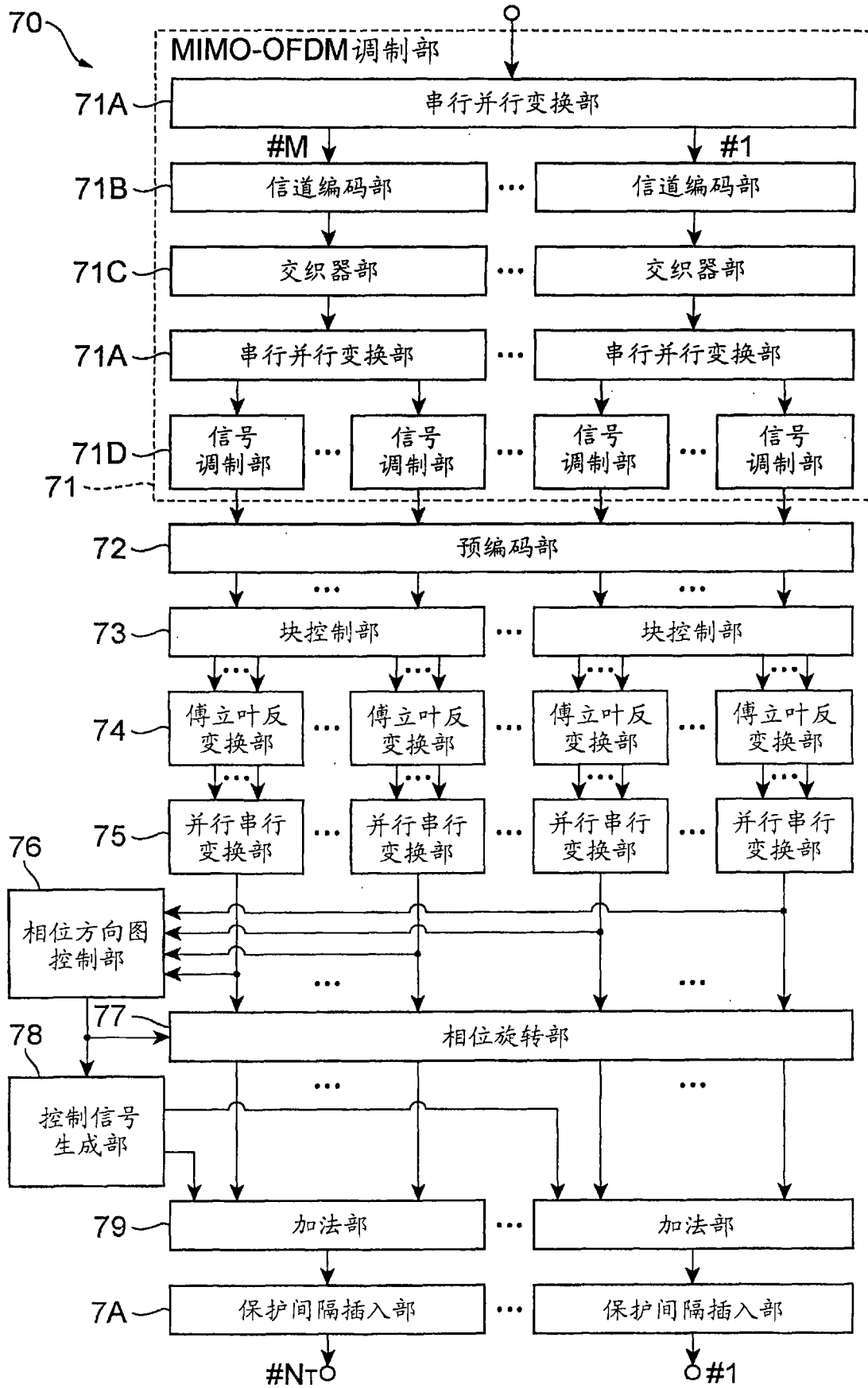


图 7

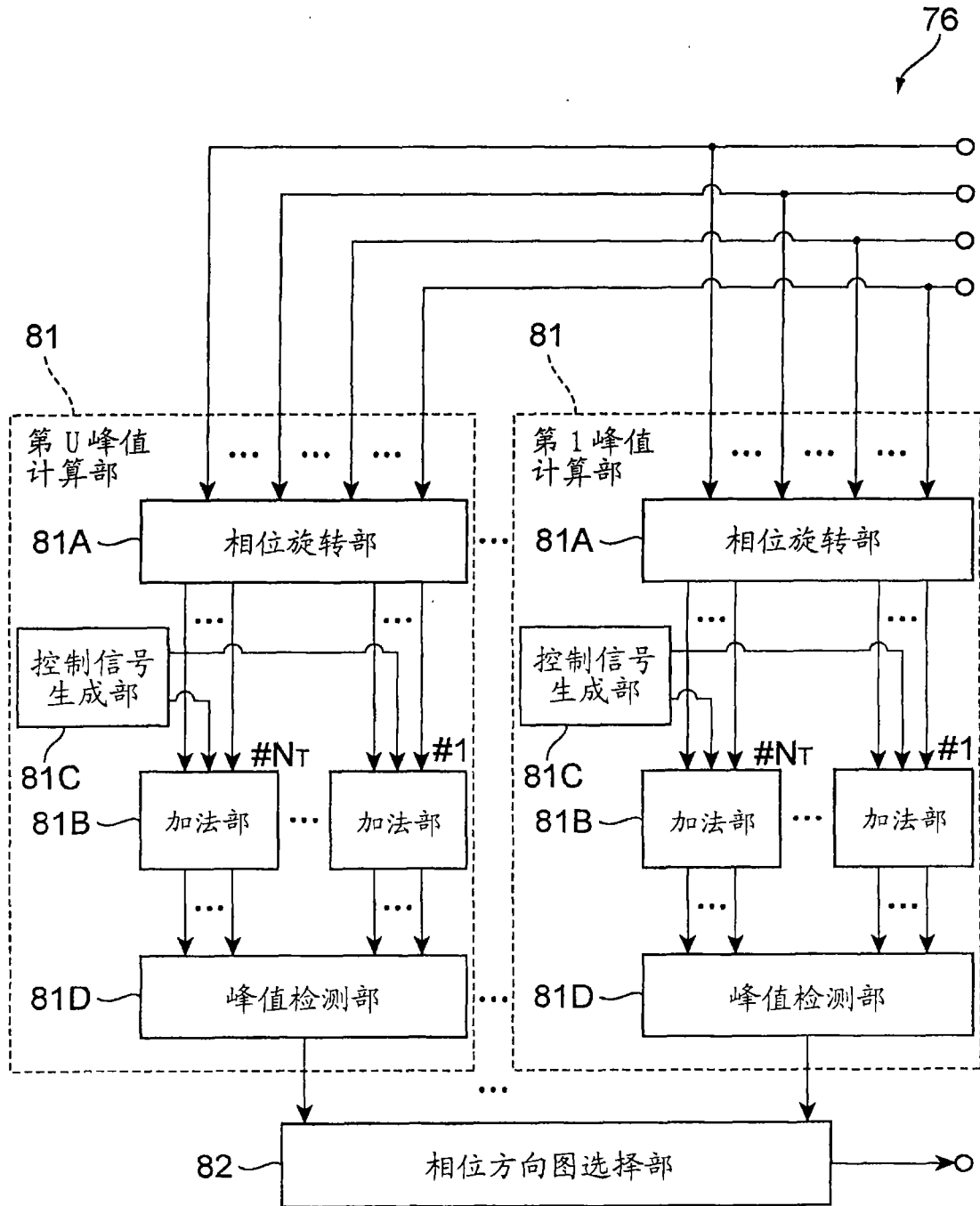


图 8

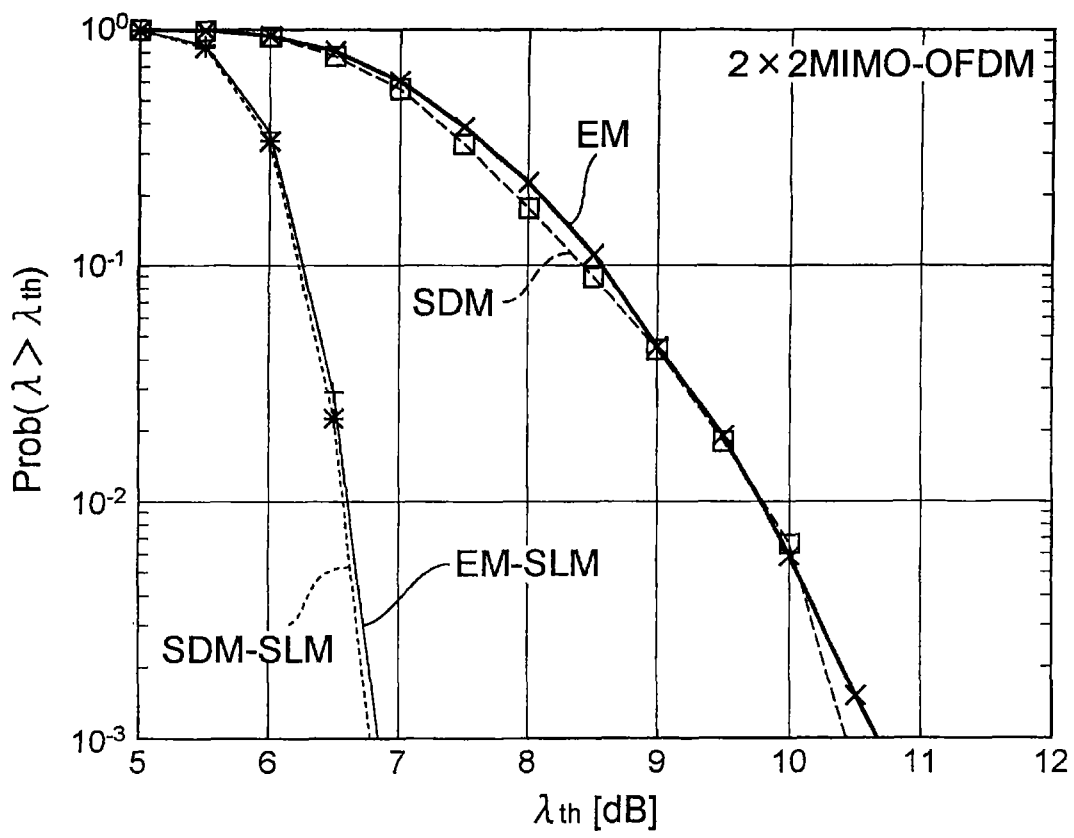


图 9