



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103039014 B

(45) 授权公告日 2015. 07. 08

(21) 申请号 201180026763. 8

代理人 夏凯 谢丽娜

(22) 申请日 2011. 04. 08

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

61/321, 887 2010. 04. 08 US

H04B 7/04(2006. 01)

61/324, 295 2010. 04. 14 US

H04L 27/26(2006. 01)

H04W 88/08(2006. 01)

H04W 88/02(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 11. 29

(56) 对比文件

CN 101540663 A, 2009. 09. 23,

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/KR2011/002488 2011. 04. 08

US 2009190685 A1, 2009. 07. 30,

WO 2010016719 A2, 2010. 02. 11,

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/126341 KO 2011. 10. 13

CN 101558642 A, 2009. 10. 14,

审查员 耿文慧

(73) 专利权人 LG 电子株式会社

地址 韩国首尔

(72) 发明人 高贤秀 郑载薰 韩承希 李文一

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

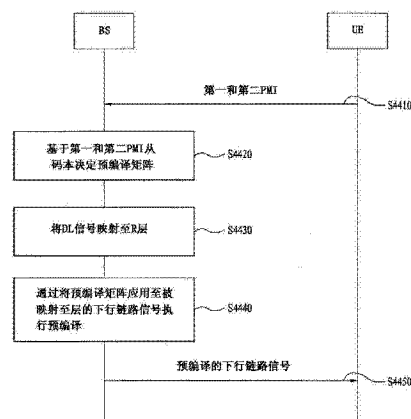
权利要求书2页 说明书32页 附图42页

(54) 发明名称

在支持多天线的无线通信系统中使用码本的
信号传输方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及无线通信系统, 并且更特别地涉
及在支持多天线的无线通信系统中使用码本的传
输方法和装置。根据本发明的一个实施例, 用于使
用多个传输天线通过基站发射下行链路信号的方
法包括以下步骤: 从终端接收 PMI; 将由码本中的
PMI 指示的预编译矩阵应用至多个层, 并且执行
预编译; 以及通过多个传输天线将预编译信号发
射至终端。在包括在码本中的预编译矩阵中, 用于
数量为偶数的传输层的预编译矩阵可以构建为包
含矩阵(W1) 作为四个元素的 2x2 矩阵, 矩阵(W1)
具有等于传输天线的数量的行数和等于传输天线
的数量的一半的列数, 其中, 2x2 矩阵中的第一行
的第一和第二列可以乘以为 1 的系数, 第二行的
第一列可以乘以为相位的系数“a”, 并且第二行
的第一列可以乘以“-a”。



1. 一种通过基站 (BS) 使用 $2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线发射下行链路信号的方法, 所述方法包括:

从用户设备 (UE) 接收第一预编译矩阵索引 (PMI) 和第二预编译矩阵索引 (PMI);
 基于在预先存储的码本中的所述第一 PMI 和所述第二 PMI 的组合确定预编译矩阵;
 将所述下行链路信号映射到 R 层;
 通过将所确定的预编译矩阵应用至被映射的下行链路信号执行预编译; 以及
 通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将预编译信号发射至所述用户设备 (UE),

其中, 当 R 是偶数时, 所述预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$ 形式配置的预编译

矩阵, 这里, \mathbf{W}_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵, 并且 a 是相位的系数,

其中, N 是自然数, 并且 $1 \leq R \leq 8$ 。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述 \mathbf{W}_1 是离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵。

3. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中:

如果 R 等于 4 ($R = 4$), 则所述预存储的码本包括以

$\begin{bmatrix} \mathbf{v1} & \mathbf{v2} & \mathbf{v1} & \mathbf{v2} \\ a \cdot \mathbf{v1} & a \cdot \mathbf{v2} & -a \cdot \mathbf{v1} & -a \cdot \mathbf{v2} \end{bmatrix}$ 形式配置的预编码矩阵,

其中, 以 $[\mathbf{v1} \mathbf{v2}]$ 形式配置 \mathbf{W}_1 , $\mathbf{v1}$ 是具有 $N \times 1$ 大小的第一类型的矢量, $\mathbf{v2}$ 是具有 $N \times 1$ 大小的第二类型的列矢量。

4. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中:

如果 R 由 $3 \leq R \leq 7$ 表示, 则 R 层的预编译矩阵由 R+1 层的预编译矩阵的列子集构成。

5. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, N 被设置为 4 ($N = 4$)。

6. 一种通过用户设备 (UE) 使用 $2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线处理下行链路信号的方法, 所述方法包括:

将指示选自预先存储的码本的预编译矩阵的第一预编译矩阵索引 (PMI) 和第二预编译矩阵索引 (PMI) 发射至基站 (BS);

从基站 (BS) 接收所述下行链路信号, 所述下行链路信号被映射至 R 层, 通过基于所述第一 PMI 和所述第二 PMI 的组合确定的预编译矩阵进行预编译, 并且然后通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线发射; 以及

使用所述预编译矩阵处理所述下行链路信号,

其中, 当 R 是偶数时, 所述预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$ 形式配置的预编译

矩阵, 这里, \mathbf{W}_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵, 以及 a 是相位的系数,

其中, N 是自然数, 并且 $1 \leq R \leq 8$ 。

7. 一种用于发射下行链路信号的基站 (BS), 包括:

$2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线;

传输 (Tx) 模块, 所述传输 (Tx) 模块用于通过所述 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将所述下行链路信号发射至用户设备 (UE);

接收 (Rx) 模块,所述接收 (Rx) 模块用于从所述用户设备 (UE) 接收上行链路信号;
存储器,所述存储器用于存储包括预编译矩阵的码本;以及
处理器,所述处理器用于控制所述基站 (BS),

其中,所述处理器使所述接收 (Rx) 模块从用户设备 (UE) 接收第一预编译矩阵索引 (PMI) 和第二预编译矩阵索引 (PMI),基于存储在所述存储器中的所述码本中的所述第一 PMI 和所述第二 PMI 的组合确定预编译矩阵,将所述下行链路信号映射至 R 层,通过将所确定的预编译矩阵应用至被映射的下行链路信号来执行预编译,并且允许所述传输 (Tx) 模块通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将所述预编译信号发射至所述用户设备 (UE),以及

其中,当 R 为偶数时,所述预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$ 形式配置的预编译

矩阵,这里, \mathbf{W}_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是相位的系数,

其中, N 是自然数,并且 $1 \leq R \leq 8$ 。

8. 一种用于处理从包括 $2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线的基站接收的下行链路信号的用户设备 (UE),包括:

接收 (Rx) 模块,所述接收 (Rx) 模块用于从基站 (BS) 接收所述下行链路信号;
传输 (Tx) 模块,所述传输 (Tx) 模块用于将上行链路信号发射至所述基站 (BS);
存储器,所述存储器用于存储包括预编译矩阵的码本;以及
处理器,所述处理器用于控制所述用户设备 (UE),

其中,所述处理器使得所述传输 (Tx) 模块能够将指示从预先存储在所述存储器中的码本选择的预编译矩阵的第一预编译矩阵索引 (PMI) 和第二预编译矩阵索引 (PMI) 发射至基站 (BS);使得所述接收 (Rx) 模块能够从所述基站 (BS) 接收所述下行链路信号,所述下行链路信号被映射至 R 层,通过基于所述第一和第二 PMI 的组合确定的预编译矩阵进行预编译,并且然后通过所述 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线发射;并且使用所述预编译矩阵处理所述下行链路信号,以及

其中,当 R 是偶数时,所述预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$ 形式配置的预编译

矩阵,这里, \mathbf{W}_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是相位的系数,

其中, N 是自然数,并且 $1 \leq R \leq 8$ 。

在支持多天线的无线通信系统中使用码本的信号传输方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信系统,并且更特别地,涉及用于在支持多天线的无线通信系统中使用码本发射信号的方法和装置。

背景技术

[0002] 通常,此后详细地描述多输入多输出(MIMO)技术。简而言之,MIMO是多输入多输出的缩写。MIMO技术使用多个发射(Tx)天线和多个接收(Rx)天线,以改进数据的发射/接收(Tx/Rx)的效率,然而传统技术通常使用单个发射(Tx)天线和单个接收(Rx)天线。换句话说,MIMO技术允许发射端和接收端使用多个天线以增加容量或改进性能。如果需要,MIMO技术还可以称为多天线技术。

[0003] 为了支持MIMO传输,可以使用根据信道条件等适当地分配传输信息的预编译矩阵。传统3GPP系统支持用于下行链路传输的最多4个Tx天线,并且限定用于最多4个Tx天线的预编译码本。

发明内容

[0004] 【技术问题】

[0005] 因此,本发明涉及用于在支持多天线的无线通信系统中使用码本发射信号的方法和装置,其基本避免了由于相关技术的限制和缺陷导致的一个或多个问题。

[0006] 在传统3GPP LTE系统中(例如,在3GPP LTE版本8或9的系统中),已经设计用于在下行链路上支持最多4个发射(Tx)天线的码本。从传统3GPP LTE演进的3GPP LTE-A系统被配置成使用用于改进性能(例如,改进频谱效率)的扩展天线结构,并且能够在下行链路上支持最多8个Tx天线。为了提供较高的吞吐量,可以使用用于8个Tx天线下行链路传输的闭环MIMO方案。另外,为了减少信道信息反馈开销的量,可以使用基于预定义码本的闭环MIMO方案。从而,需要设计能够基于最多8个发射(Tx)天线将优越性能提供给下行链路传输的预编译码本。

[0007] 本发明的目标在于提供用于使用能够有效地支持MIMO传输的码本来发射信号的方法和装置,MIMO传输支持扩展天线配置。本发明的另一个目标在于提供用于使用码本发射信号的方法和装置,其减少反馈开销并且同时保持用于基于多个Tx天线的MIMO传输的系统性能。

[0008] 本领域技术人员将理解,可以通过本发明能够实现的目标不限于以上特别描述的那些,并且本发明能够实现的以上和其他目标从结合附图的以下详细说明将被更清楚地理解。

[0009] 【技术的解决方案】

[0010] 本发明的目标可以通过提供用于通过基站(BS)使用 $2 \cdot N$ (N 是自然数)个发射(Tx)天线发射下行链路信号的方法实现,包括以下步骤:从用户设备(UE)接收第一预编译

矩阵索引(PMI)和第二预编译矩阵索引(PMI);基于预先存储的码本确定通过第一 PMI 和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵;通过将所确定的预编译矩阵应用至被映射至 R 层(其中 $1 \leq R \leq 8$)的下行链路信号执行预编译;以及通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将预编译信号发射至用户设备(UE),其中,当 R 是偶数时,预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} W_1 & W_1 \\ aW_1 & -aW_1 \end{bmatrix}$ 的形式配置的预编译矩阵,这里, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是相位的系数。

[0011] 在本发明的另一方面,用于通过用户设备(UE)使用 $2 \cdot N$ (N 是自然数)个发射(Tx)天线处理下行链路信号的方法,包括以下步骤:将指示选自预先存储的码本的预编译矩阵的第一预编译矩阵索引(PMI)和第二预编译矩阵索引(PMI)发射至基站(BS);从基站(BS)接收下行链路信号,该下行链路信号被映射至 R 层(其中, $1 \leq R \leq 8$),通过由第一和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵进行预编译,并且然后通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线被发射;以及使用预编译矩阵处理下行链路信号,其中,当 R 是偶数时,预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} W_1 & W_1 \\ aW_1 & -aW_1 \end{bmatrix}$ 的形式配置的预编译矩阵,这里, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是相位的系数。

[0012] 在本发明的另一方面,用于发射下行链路信号的基站(BS)包括: $2 \cdot N$ (N 是自然数)个发射(Tx)天线;传输(Tx)模块,该传输(Tx)模块用于通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将下行链路信号发射至用户设备(UE);接收(Rx)模块,该接收(Rx)模块用于从用户设备(UE)接收上行链路信号;存储器,该存储器用于存储包括预编译矩阵的码本;以及处理器,该处理器用于控制基站(BS),其中,处理器使得接收(x)模块能够从用户设备(UE)接收第一预编译矩阵索引(PMI)和第二预编译矩阵索引(PMI),基于存储在存储器中的码本确定由第一 PMI 和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵,将下行链路信号映射至 R 层(这里, $1 \leq R \leq 8$),通过将所确定的预编译矩阵应用至被映射至 R 层的下行链路信号执行预编译,并且允许传输(Tx)模块通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线将预编译信号发射至用户设备(UE),并且其中,当 R 是偶数时,预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} W_1 & W_1 \\ aW_1 & -aW_1 \end{bmatrix}$ 的形式配置的预编译矩阵,这里, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是相位的系数。

[0013] 在本发明的另一方面,用于处理从包括 $2 \cdot N$ (N 是自然数)个发射(Tx)天线的基站(BS)接收的下行链路信号的用户设备(UE)包括:接收(Rx)模块,该接收(Rx)模块用于从基站(BS)接收下行链路信号;传输(Tx)模块,该传输(Tx)模块用于将上行链路信号发射至基站(BS);存储器,该存储器用于存储包括预编译矩阵的码本;以及处理器,该处理器用于控制用户设备(UE),其中,处理器使得传输(Tx)模块能够将指示选自预先存储在存储器中的码本的预编译矩阵的第一预编译矩阵索引(PMI)和第二预编译矩阵索引(PMI)发射至基站(BS);使得接收(Rx)模块能够从基站(BS)接收下行链路信号,该下行链路信号被映射至 R 层(这里, $1 \leq R \leq 8$),通过由第一和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵进行预编译,并且然后通过 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线被发射;以及使用预编译矩阵处理下行链路信号,并且其中,当 R 是偶数时,预先存储的码本包括以 $\begin{bmatrix} W_1 & W_1 \\ aW_1 & -aW_1 \end{bmatrix}$ 的形式配置的预编译矩阵,这里, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵并且 a 是相位的系数。

[0014] W_1 可以是离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵。

[0015] 如果 R 是偶数, 则 W_1 可以配置为 $[v_1 \cdots v_{(R/2)}]$ 的矩阵, 并且 $v_1 \cdots v_{(R/2)}$ 中的每个可以是 $N \times 1$ 矩阵。

[0016] $v_1 \cdots v_{(R/2)}$ 中的每个都可以配置为 DFT 矩阵。

[0017] 如果 R 等于 4 ($R=4$), 则 W_1 可以以 $\begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_1 & v_2 \\ a \cdot v_1 & a \cdot v_2 & -a \cdot v_1 & -a \cdot v_2 \end{bmatrix}$ 的形式配置。

[0018] 如果 R 由 $3 \leq R \leq 7$ 表示, 则 R 层的预编译矩阵可以由 $(R+1)$ 层的预编译矩阵的列子集构成。

[0019] N 可以设置为 4 ($N=4$)。

[0020] 将理解, 本发明的以上概括说明和以下详细说明是示例性和解释性的, 意在如所要求的提供本发明的进一步解释。

[0021] **【有益效果】**

[0022] 本发明的示例性实施例具有以下效果。本发明的实施例可以提供用于使用能够有效地支持 MIMO 传输的码本发射信号的方法和装置, MIMO 传输支持扩展天线配置。本发明的实施例还可以提供用于使用码本发射信号的方法和装置, 其减少反馈开销并且同时基于多个 Tx 天线保持用于 MIMO 传输的系统性能。

[0023] 本领域技术人员应理解, 通过本发明能够实现的效果不限于以上已经特别描述的那些, 并且本发明的其他优点从结合附图的以下详细说明将被更清楚地理解。

附图说明

[0024] 被包括以提供本发明的进一步理解的附图图示本发明的实施例, 并且与说明书一起用于解释本发明的原理。

[0025] 图 1 是图示下行链路无线电帧结构的概念图。

[0026] 图 2 是示例性地示出下行链路 (DL) 时隙的资源网格。

[0027] 图 3 示例性地示出下行链路 (DL) 帧结构。

[0028] 图 4 示例性地示出用于在系统中使用的上行链路 (UL) 子帧结构。

[0029] 图 5 示例性地示出公共参考信号 (CRS) 模式。

[0030] 图 6 示例性地示出参考信号模式变换。

[0031] 图 7 和图 8 示例性地示出用作下行链路控制信道的分配单元的资源元素组 (REG)。

[0032] 图 9 是图示物理控制格式指示信道 (PCFICH) 传输方案的概念图。

[0033] 图 10 示出 PCFICH 和物理混合 ARQ 指示信道 (PHICH) 的位置。

[0034] 图 11 示出被映射至 PHICH 组的下行链路资源元素位置。

[0035] 图 12 是示图示用于在单载波频分多址 (SC-FDMA) 系统中使用的发射器的框图。

[0036] 图 13 示出经 DFT 处理的信号被映射至频域的信号映射方案。

[0037] 图 14 是图示用于发射参考信号的方法的概念图。

[0038] 图 15 示出被映射至参考信号的符号的位置。

[0039] 图 16 至图 19 是示出分簇 DFT-s-OFDMA 方案的概念图。

[0040] 图 20 是图示 MIMO 系统的框图。

- [0041] 图 21 是图示 MIMO 系统的功能框图。
- [0042] 图 22 是图示基于码本的预编译的概念图。
- [0043] 图 23 示例性地示出 8 个发射 (Tx) 天线。
- [0044] 图 24 至图 43 示出根据本发明的示例的天线响应。
- [0045] 图 44 是图示根据本发明的实施例的 MIMO 传输和接收方法的流程图。
- [0046] 图 45 是图示可应用至本发明的实施例的基站 (BS) 和用户设备 (UE) 的框图。

具体实施方式

[0047] 【最佳模式】

[0048] 以下实施例根据预定格式通过结合本发明的构成组件和特征提出。如果没有附加说明,各个构成组件或特征应该被认为是可选择的。如果需要,各个构成组件或特征可以与其他组件或特征组合。而且,一些构成组件和 / 或特征可以被组合,以实现本发明的实施例。将在本发明的实施例中披露的操作顺序可以改变。任何一个实施例的一些组件或特征也可以被包括在其他实施例中,或者根据需要,可以用其他实施例的那些替换。

[0049] 本发明的实施例基于基站和终端之间的数据传输关系披露。在这种情况下,基站是网络的终端节点,其中,基站可以经由网络与终端直接通信。根据需要,在本发明中将由基站进行的特定操作也可以由基站的上层节点进行。

[0050] 换句话说,对于本领域技术人员来说是显而易见的是用于使得基站与在由包括基站的若干个网络节点构成的网络中的终端通信的多种操作将通过基站或者除了基站之外的网络节点进行。根据需要,术语“基站 (BS)”可以用术语固定台、节点 -B、演进节点 -B (eNB)、或接入点代替。另外,术语“基站 (BS)”可以包括小区或扇区的概念。术语“中继”可以用术语中继节点 (RN) 或中继站 (RS) 代替。根据需要,术语“终端”还可以用术语用户设备 (UE)、移动台 (MS)、移动订户站 (MSS) 或订户站 (SS) 代替。虽然以下说明示例性地使用 UE 或中继节点 (RN) 作为上行链路传输实体,并且示例性地使用 BS (eNB) 或 RN 作为上行链路接收实体,但是本发明的范围或精神不限于此。类似地,下行链路传输实体可以是 BS 或 RN,并且下行链路接收实体可以是 UE 或 RN。换句话说,上行链路传输可以指示从 UE 到 BS 的传输、从 UE 到 RN 的传输、或从 RN 到 BS 的传输。类似地,下行链路传输可以指示从 BS 到 UE 的传输、从 BS 到 RN 的传输、或从 RN 到 UE 的传输。

[0051] 应该注意,为了便于说明和更好地理解本发明提出本发明中披露的特定术语,并且这些特定术语的使用可以在本发明的技术范围或精神内改变为另一种格式。

[0052] 在一些情况下,省略众所周知的结构和设备,以避免模糊本发明的概念,并且以框图格式示出结构和设备的重要功能。贯穿附图使用相同参考数字指示相同或类似部件。

[0053] 本发明的示例性实施例由被披露用于包括电气和电子工程师协会 (IEEE) 802 系统、第三代合作伙伴 (3GPP) 系统、3GPP 长期演进 (LTE) 系统、LTE- 先进 (LTE-A) 系统、以及 3GPP2 系统的无线接入系统中的至少一个的标准文献支持。特别地,在本发明的实施例中为了清楚地揭露本发明的技术思想而未被描述的步骤或部分可以由以上文献支持。在此使用的所有术语可以通过上述文献中的至少一个支持。

[0054] 本发明的以下实施例可以应用至多种无线接入技术,例如,CDMA (码分多址)、FDMA (频分多址)、TDMA (时分多址)、OFDMA (正交频分多址)、SC-FDMA (单载波频分多址) 等。CDMA

可以利用诸如 UTRA (通用陆地无线电接入) 或 CDMA2000 的无线(或无线电)技术具体化。TDMA 可以利用诸如 GSM (全球移动通信系统)/GPRS (通用无线电分组业务)/EDGE (增强型数据速率 GSM 演进技术) 的无线(或无线电)技术具体化。OFDMA 可以利用诸如电气和电子工程师协会(IEEE)802.11 (Wi-Fi)、IEEE 802.16 (WiMAX)、IEEE 802-20、以及 E-UTRA (演进的 UTRA) 的无线(或无线电)技术具体化。UTRA 是 UMTS (通用移动通信系统) 的一部分。3GPP (第三代合作伙伴计划) LTE (长期演进) 是 E-UMTS (演进的 UMTS) 的一部分,其使用 E-UTRA。3GPP LTE 在下行链路中采用 OFDMA 并且在上行链路中采用 SC-FDMA。先进的 LTE (LTE-A) 是 3GPP LTE 的演进版本。WiMAX 可以通过 IEEE 802.16e (WirelessMAN-OFDMA 参考系统) 和先进的 IEEE802.16m (WirelessMAN-OFDMA 先进系统) 解释。为了清楚起见,以下说明集中在 3GPP LTE 和 3GPP LTE-A。然而,本发明的技术特征不限于此。

[0055] 图 1 示例性地示出用于在第三代合作伙伴计划长期演进(3GPP LTE)系统中使用的无线电帧结构。以下将参考图 1 描述下行链路(DL)无线电帧结构。

[0056] 在蜂窝正交频分复用(OFDM)无线电分组通信系统中,以子帧为单位执行上行链路/下行链路数据分组传输。一个子帧被限定为包括多个 OFDM 符号的预定时间间隔。3GPP LTE 支持可应用至频分双工(FDD)的类型 1 无线电帧结构并可应用至时分双工(TDD)的类型 2 无线电帧结构。

[0057] 图 1(a) 是示出类型 1 无线电帧的结构示意图。下行链路无线电帧包括 10 个子帧,并且一个子帧包括时域中的两个时隙。要求用于一个子帧的传输的时间以传输时间间隔(TTI)限定。例如,一个子帧可以具有 1ms 的长度,并且一个时隙可以具有 0.5ms 的长度。一个时隙可以包括时域中的多个 OFDM 符号,并且包括频域中的多个资源块(RB)。由于 3GPP LTE 在下行链路中使用 OFDMA,因此 OFDM 符号指示一个符号持续时间。OFDM 符号可以称为 SC-FDMA 符号或者符号持续时间。RB 是资源分配单元,并且在在一个时隙中包括多个相邻载波。

[0058] 包括在一个时隙中的 OFDM 符号的数量可以根据循环前缀(CP)的配置改变。CP 包括扩展 CP 和正常 CP。例如,如果 OFDM 符号通过正常 CP 配置,包括在一个时隙中的 OFDM 符号的数量可以是 7。如果 OFDM 符号通过扩展 CP 配置,一个 OFDM 符号的长度增加,包括在一个时隙中的 OFDM 符号的数量少于正常 CP 的情况的数量。在扩展 CP 的情况下,例如,包括在一个时隙中的 OFDM 符号的数量是 6。如果信道状态不稳定,例如,如果用户设备(UE)以高速移动,可以使用扩展 CP,以进一步减少符号间干扰。

[0059] 在使用正常 CP 的情况下,由于一个时隙包括 7 个 OFDM 符号,所以一个子帧包括 14 个 OFDM 符号。此时,每个子帧的前两个或三个 OFDM 符号可以分配给物理下行链路控制信道(PDCCH),并且剩余的 OFDM 符号可以分配给物理下行链路共享信道(PDSCH)。

[0060] 图 1(b)中示出类型 2 无线电帧的结构。类型 2 无线电帧包括两个半帧,每个半帧都由 5 个子帧、下行链路导频时隙(DwPTS)、保护间隔(GP)、以及上行链路导频时隙(UpPTS)构成,其中,一个子帧由两个时隙构成。即,一个子帧由两个时隙构成,而不管无线电帧类型如何。DwPTS 用于执行初始小区搜索、同步、或信道估计。UpPTS 用于执行基站的信道估计和用户设备(UE)的上行链路传输同步。保护间隔(GP)位于上行链路和下行链路之间,以去除由于下行链路信号的多路径延迟导致的在上行链路中产生的干扰。即,一个子帧由两个时隙构成,而不管无线电帧类型如何。

[0061] 无线电帧的结构仅是示例性的。从而,包括在无线电帧中的子帧的数量、包括在子帧中的时隙的数量或包括在时隙中的符号的数量可以以多种方式改变。

[0062] 图 2 是示出一个下行链路时隙中的资源网格的示例的示意图。OFDM 符号通过正常 CP 配置。参考图 2,下行链路时隙在时域中包括多个 OFDM 符号,并且在频域中包括多个 RB。虽然一个下行链路时隙包括 7 个 OFDM 符号,并且一个 RB 包括 12 个载波,本发明不限于此。资源网格的每个元素被称为资源元素(RE)。例如,RE $a(k, 1)$ 位于第 k 个子载波和第 1 个 OFDM 符号处。在正常 CP 的情况下,一个 RB 包括 12×7 个 RE(在扩展 CP 的情况下,一个 RB 包括 12×6 个 RE)。由于载波之间的距离是 15kHz,所以一个 RB 在频域区域中包括约 180kHz。 N^{DL} 表示包括在下行链路时隙中的 RB 的数量。 N^{DL} 基于通过基站(BS)的调度设置的下行链路传输带宽确定。

[0063] 图 3 是示出下行链路子帧的结构示意图。一个子帧内的第一时隙的前面部分的三个 OFDM 符号中的最大值对应于控制信道被分配到的控制区。剩余 OFDM 符号对应于物理下行链路共享信道(PDSCH)被分配到的数据区。传输的基本单位变为一个子帧。即,PDCCH 和 PDSCH 被分配给两个时隙。在 3GPP LTE 系统中使用的下行链路控制信道的示例包括例如物理控制格式指示信道(PCFICH)、物理下行链路控制信道(PDCCH)、物理混合自动重传请求指示信道(PHICH)等。PCFICH 在子帧的第一 OFDM 符号处被发射,并且包括关于用于在子帧中发射控制信道的 OFDM 符号的数量的信息。PHICH 包括 HARQ ACK/NACK 信号作为对上行链路传输的响应。通过 PDCCH 发射的控制信息被称为下行链路控制信息(DCI)。DCI 包括上行链路或下行链路调度信息或用于特定 UE 组的上行链路发射功率控制命令。PDCCH 可以包括下行链路共享信道(DL-SCH)的资源分配和传输格式、上行链路共享信道(UL-SCH)的资源分配信息、寻呼信道(PCH)的寻呼信息、DL-SCH 上的系统信息、诸如在 PDSCH 上发射的随机接入响应(RAR)的高层控制消息的资源分配、用于特定 UE 组中的各个 UE 的一组发射功率控制命令、发射功率控制信息、网络电话(VoIP)的激活等。可以在控制区内发射多个 PDCCH。UE 可以监控多个 PDCCH。在一个或若干个连续控制信道元素(CCE)的聚合上发射 PDCCH。CCE 是用于以基于无线电信道的状态的码率提供 PDCCH 的逻辑分配单元。CCE 对应于多个资源元素组。PDCCH 的格式和可用位的数量基于 CCE 的数量和由 CCE 提供的码率之间的相关性确定。基站根据将被发射至 UE 的 DCI 确定 PDCCH 格式,并且将循环冗余校验(CRC)附着到控制信息。CRC 根据 PDCCH 的拥有者或使用,通过无线网络临时标识符(RNTI)屏蔽。如果 PDCCH 用于特定 UE,则 UE 的小区-RNTI(C-RNTI)可以对 CRC 屏蔽。可替换地,如果 PDCCH 用于寻呼消息,则寻呼指示标识符(P-RNTI)可以对 CRC 屏蔽。如果 PDCCH 用于系统信息(更特别地,系统信息块(SIB)),则系统信息标识符和系统信息 RNTI(SI-RNTI)可以对 CRC 屏蔽。为了指示随机接入响应,随机接入-RNTI(RA-RNTI)可以对 CRC 屏蔽,随机接入响应是对于用于 UE 的随机接入前导的传输的响应。

[0064] 图 4 是示出上行链路帧的结构示意图。上行链路子帧在频域中可以划分为控制区和数据区。包括上行链路控制信息的物理上行链路控制信道(PUCCH)被分配给控制区。包括用户数据的物理上行链路共享信道(PUSCH)被分配给数据区。为了保持单载波特征,一个 UE 不同时发射 PUCCH 和 PUSCH。用于一个 UE 的 PUCCH 被分配给子帧中的 RB 对。属于 RB 对的 RB 相对于两个时隙占用不同子载波。从而,分配给 PUCCH 的 RB 对在时隙边缘处“跳频”。

[0065] 参考信号

[0066] 在 MIMO 系统中,每个传输天线都具有独立数据信道。接收器估计相对于每个传输天线的信道,并且接收从每个传输天线发射的数据。信道估计是指补偿由于衰落导致的信号失真以恢复所接收的信号的处理。衰落是指由于无线通信系统环境中的多路径延迟和时间延迟导致信号的强度快速改变的现象。为了信道估计,参考信号对发射器和接收器已知是必须的。参考信号可以缩写为 RS,或根据所使用的标准称为导频信号。

[0067] 传统 3GPP LTE 版本 8 或版本 9 限定了从基站(BS)发射的下行链路参考信号。下行链路参考信号是用于相干解调的导频信号,诸如,物理下行链路共享信道(PDSCH)、物理控制格式指示信道(PCFICH)、物理混合指示信道(PHICH)、以及物理下行链路控制信道(PDCCH)。下行链路参考信号包括在小区中的所有 UE 之间共享的公共参考信号(CRS)和用于特定 UE 的专用参考信号(DRS)。CRS 可以称为小区特定的参考信号。DRS 可以称为 UE 专用参考信号或解调参考信号(DMRS)。

[0068] 以下详细地描述用于在传统 3GPP LTE 系统中使用的下行链路参考信号(DRS)分配方案。以下基于单个资源块(即,时域中的一个子帧的长度 x 频域中的 12 个子载波的长度)描述参考信号被发射的资源元素位置(即,参考信号模式)。一个子帧由 14 个 OFDM 符号构成(在正常 CP 的情况下),或由 12 个 OFDM 符号构成(在扩展 CP 的情况下)。一个 OFDM 符号中的子载波的数量被设置为 128、256、512、1024、1536 或 2048 中的一个。

[0069] 图 5 示出当一个 TTI(即,一个子帧)包括 14 个 OFDM 符号时的公共参考信号(CRS)模式。图 5 (a)示出用于在具有一个 Tx (1Tx)发射天线的系统中使用的 CRS 模式,图 5 (b)示出用于在具有 2 个 Tx 天线的系统中使用的 CRS 模式,并且图 5 (c)示出用于在具有 4 个 Tx 天线的系统中使用的 CRS 模式。

[0070] 在图 5 中, R0 是用于天线端口索引 #0 的参考信号。在图 5 中, R1 是天线端口索引 #1 的参考信号, R2 是天线端口索引 #2 的参考信号,并且 R3 是天线端口索引 #3 的参考信号。没有信号被发射至发射用于每个天线端口的参考信号的 RE 的位置,使得防止在除了发射参考信号的特定天线端口之外的其余天线端口中发生干扰。

[0071] 图 6 示出参考信号模式被每小区偏移,以防止多个小区的参考信号冲突。假设在图 6 的小区 #1 处使用单个天线端口的参考信号模式,以子载波或 OFDM 符号为单位使参考信号模式偏移,以防止邻近小区 #1 的小区 #2 和小区 #3 的参考信号相互冲突,使得可以保护参考信号。例如,在 1 个 Tx 天线传输的情况下,参考信号以 6 个子载波的间隔位于单个 OFDM 符号上,使得在基于频域-时域子载波将偏移应用至每个小区的情况下,至少 5 个相邻小区可以使它们的参考信号位于不同资源元素处。例如,参考信号的频率偏移可以通过图 6 的小区 #2~#6 表示。

[0072] 另外,伪随机(PN)序列乘以每小区的下行链路参考信号,并且然后被发射,使得接收器可以减少由从相邻小区接收的参考信号导致的干扰,得到信道估计性能的增加。PN 序列可以以单个子帧的 OFDM 符号为单位被应用。另外,不同 PN 序列可以应用至小区 ID、子帧号、以及 OFDM 符号位置。

[0073] 与支持 4 个 Tx 天线的传统通信系统(例如,3GPP LTE 版本 8 或 9 系统)相比,在具有扩展天线结构的改进系统(例如,支持 8 个 Tx 天线的无线通信系统(例如,3GPP LTE 版本 10 或后续版本))的情况下,考虑基于 DMRS 的数据解调,以不仅支持有效参考信号管理,而

且支持所开发的传输方案。即,可以限定用于至少两层的DMRS,以支持通过扩展天线的数据传输。由于DMRS通过与数据的预编译器相同的预编译器被预编译,所以接收器可以容易地估计用于数据解调的信道信息,而不使用独立预编译信息。同时,下行链路接收器能够通过DMRS获得用于扩展天线结构的预编译信道信息,需要除了DMRS之外的单独参考信号,以获得非预编译信道信息。从而,LTE-A可以限定用于从接收器获得信道状态信息(CSI)的参考信号(即,CSI-RS)。CSI-RS可以通过8个天线端口被发射。为了区分发射CSI-RS的天线端口和传统3GPP LTE版本8/9的天线端口,可以使用天线端口索引#15~#22。

[0074] 下行链路控制信道结构

[0075] 用于每个子帧的前三个OFDM符号基本用作下行链路控制信道的传输区域,并且可以根据下行链路控制信道的开销,使用第一至第三OFDM符号。可以使用PCFICH来调节用于每子帧的下行链路控制信道的OFDM符号的数量。为了在下行链路上提供用于上行链路传输的肯定应答/否定应答(ACK/NACK)信息,可以使用物理混合自动重传请求(ARQ)指示信道(PHICH)。另外,PDCCH可以用于发射用于下行链路数据传输的控制信息或用于上行链路数据传输的控制信息。

[0076] 图7和图8示例性地示出上述下行链路控制信道在用于每个子帧的控制区域中以资源元素组(REG)为单位被分配。更详细地,图7示出具有1个Tx天线或2个Tx天线的系统,并且图8示出具有4个Tx天线的系统。可以从图7和图8看出,用作控制信道被分配到的基本资源单位的REG由频域中的4个级联资源元素(RE)构成而不由参考信号被分配到的一些RE构成。可以使用预定数量的REG,以根据下行链路控制信道(DCH)开销发射下行链路控制信道。

[0077] PCFICH (物理控制格式指示信道)

[0078] 为了将相应子帧的资源分配信息等提供给每个子帧,PDCCH可以在OFDM符号索引#0至#2之间被发射。根据控制信道的开销,可以使用OFDM符号索引#0,可以使用OFDM符号索引#0和#1,或者可以使用OFDM符号索引#0至#2。由控制信道使用的OFDM符号的数量可以每子帧改变,并且可以在PCFICH上提供关于OFDM符号的数量的信息。从而,PCFICH必须每子帧被发射。

[0079] 可以通过PCFICH提供三种类型的信息。以下表1示出PCFICH的控制格式指示符。CFI=1表示PDCCH在OFDM符号索引#0处被发射,CFI=2表示PDCCH在OFDM符号索引#0和#1处被发射,并且CFI=3表示PDCCH在OFDM符号索引#0至#2处被发射。

[0080] [表1]

CFI	CFI码字 < b ₀ , b ₁ , ..., b ₃₁ >
1	<0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1>
2	<1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0>
3	<1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1>
4 (保留)	<0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0>

[0082] 可以根据系统带宽不同地限定在PCFICH上发射的信息。例如,如果系统带宽小于

特定阈值, CFI=1、CFI=2、以及 CFI=3 可以分别指示两个 OFDM 符号、三个 OFDM 符号、以及四个 OFDM 符号用于 PDCCH。

[0083] 图 9 是图示 PCFICH 传输方案的概念图。图 9 中所示的 REG 可以由 4 个子载波构成, 并且可以仅由数据子载波而不由参考信号(RS)构成。通常, 发射分集方案可以应用至 REG。为了防止 PCFICH 的小区间干扰, PCFICH 映射到的 REG 可以在频域(根据小区 ID)中被每小区偏移。PCFICH 始终在子帧的第一 OFDM 符号处被发射。从而, 当接收子帧时, 接收器首先确认 PCFICH 信息, 并且识别 PDCCH 传输所需的 OFDM 符号的数量, 使得其可以接收在 PDCCH 上发射的控制信息。

[0084] 物理混合-ARQ 指示信道(PHICH)

[0085] 图 10 示出通常应用至特定带宽的 PCFICH 和 PHICH 的位置。在 PHICH 上发射用于上行链路数据传输的 ACK/NACK 信息。在单个子帧中构建多个 PHICH 组, 并且多个 PHICH 可以在单个 PHICH 组中存在。从而, 用于多个 UE 的 PHICH 信道被包含在单个 PHICH 组中。

[0086] 参考图 10, 不仅使用 PUSCH 资源分配的最低物理资源块(PRB)索引而且使用用于在 UL 准予 PDCCH 上发射的解调 RS (DMRS) 的循环移位(CS)索引实现将 PHICH 分配给多个 PHICH 组中的每个 UE。DMRS 是上行链路参考信号, 并且与 UL 传输一起被提供, 以执行用于解调 UL 数据的信道估计。另外, PHICH 资源作为诸如($n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq}$)的索引对被信号传送。在索引对($n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq}$)中, n_{PHICH}^{group} 表示 PHICH 组号, 并且 n_{PHICH}^{seq} 表示相应 PHICH 组中的正交序列索引。 n_{PHICH}^{group} 和 n_{PHICH}^{seq} 如以下等式 1 中所示限定。

[0087] [等式 1]

$$[0088] \quad n_{PHICH}^{group} = (I_{PRB_RA}^{lowest_index} + n_{DMRS}) \bmod N_{PHICH}^{group}$$

[0089]

$$n_{PHICH}^{seq} = (\lfloor I_{PRB_RA}^{lowest_index} / N_{PHICH}^{group} \rfloor + n_{DMRS}) \bmod 2N_{SF}^{PHICH}$$

[0090] 在等式 1 中, n_{DMRS} 表示用于与 PHICH 相关的上行链路传输的 DMRS 的循环移位, N_{SF}^{PHICH} 表示向 PHICH 请求的扩展因数的尺寸, $I_{PRB_RA}^{lowest_index}$ 是上行链路资源分配的最低 PRB 索引, 并且 N_{PHICH}^{group} 表示 PHICH 组的数量。 N_{PHICH}^{group} 可以使用以下等式 2 获得。

[0091] [等式 2]

[0092]

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{用于标准循环前缀} \\ 2 \cdot \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{用于扩展循环前缀} \end{cases}$$

[0093] 在等式 2 中, N_g 表示关于在物理广播信道(PBCH)上发射的 PHICH 资源的量的信息, 并且 N_g 是 2 比特长, 以及由 $N_g \in \{1/6, 1/2, 1, 2\}$ 表示。

[0094] 另外, 在传统 3GPP LTE 版本 8/9 中限定的正交序列的示例在以下表 2 中示出。

[0095] [表 2]

[0096]

序列索引 $n_{\text{PHICH}}^{\text{seq}}$	正交序列	
	正常循环前缀 $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 4$	扩展循环前缀 $N_{\text{SF}}^{\text{PHICH}} = 2$
	0	[+1 +1 +1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]	[+1 -1]
2	[+1 +1 -1 -1]	[+j +j]
3	[+1 -1 -1 +1]	[+j -j]
4	[+j +j +j +j]	-
5	[+j -j +j -j]	-
6	[+j +j -j -j]	-
7	[+j -j -j +j]	-

[0097] 图 11 示出映射至 PHICH 组的下行链路资源元素位置。PHICH 组可以根据 PHICH 持续时间在单个子帧的不同时域(即,不同 OFDM 符号(OS))中被构建。

[0098] 物理下行链路控制信道(PDCCH)

[0099] 在 PDCCH 上发射的控制信息根据下行链路控制信息(DCI)格式可以具有控制信息的大小和用途,并且 PDCCH 大小可以根据编码率改变。例如,用于在传统 3GPP LTE 版本 9/9 中使用的 DCI 格式可以如以下表 3 所示限定。

[0100] [表 3]

[0101]

DCI 格式	目的
0	PUSCH 的调度
1	一个 PDSCH 码字的调度
1A	一个 PDSCH 码字的紧凑调度
1B	闭环单个秩传输
1C	寻呼、RACH 响应和动态 BCCH
1D	MU-MIMO
2	秩自适应闭环空间复用模式的调度
2A	秩自适应开环空间复用模式的调度
3	用于具有 2 比特功率调节的 PUCCH 和 PUSCH 的 TPC 命令
3A	用于具有单个比特功率调节的 PUCCH 和 PUSCH 的 TPC 命令

[0102] 表 3 的 DCI 格式可以独立地应用至每个 UE。多个 UE 的 PDCCH 可以在一个子帧中被多路复用。每个 UE 的 PDCCH 都可以被独立地信道编码,使得 CRC (循环冗余校验)可

以被添加至 PDCCH。CRC 可以以每个 UE 可以接收其自己的 PDCCH 的方式被屏蔽作为用于每个 UE 的唯一 ID。然而, UE 不知晓其自己的 PDCCH 被发射的位置,使得 UE 对于每个子帧执行相应 DCI 格式的所有 PDCCH 的盲检测(还被称为盲解码),直到接收到具有 UE ID 的一个 PDCCH。PDCCH 的基本资源分配单位是控制信道元素(CCE),并且一个 CCE 由 9 个 REG 构成。一个 PDCCH 可以由 1、2、4 或 8 个 CCE 构成。根据每个 UE 配置的 PDCCH 被交织并且根据 CCE-至-REG 映射规则被映射至每个子帧的控制信道区域。映射至 CCE 的 REG 位置可以根据用于每个子帧的控制信道的 OFDM 符号的数量、PHICH 组的数量、Tx 天线、频率偏移等改变。

[0103] 上行链路重传

[0104] 上行链路重传可以通过上述 PHICH 和 DCI 格式 0 (用于调度 PUSCH 传输的 DCI 格式)指示。UE 通过 PHICH 接收用于先前上行链路传输的 ACK/NACK 信息,使得其可以执行同步非自适应重传。可替换地,UE 通过 DCI 格式 0 PDCCH 从基站(BS)接收上行链路准予,使得其可以执行同步自适应重传。

[0105] 术语“同步重传”意味着在一个数据分组(其中, k 可以设置为 4)的传输时间(例如,第 n 个子帧)期满之后在预定时间(例如,第 (n+k) 个子帧)执行重传。在由 PHICH 导致的重传和由 UL 准予 PDCCH 导致的重传的情况下,执行同步重传。

[0106] 在通过 PHICH 执行重传的非自适应重传的情况下,与先前传输相同的频率资源(例如,物理资源块(PRB))和重传方法(例如,调制方法等)被应用至重传。在另一方面,在通过 UL 准予 PDCCH 执行重传的自适应重传的情况下,根据由 UL 准予指示的调度控制信息执行重传的频率资源和发射方法可以以与先前传输不同的方式建立。

[0107] 如果 UE 同时接收 PHICH 和 UL 准予 PDCCH,则 PHICH 被忽略,并且可以根据 UL 准予 PDCCH 的控制信息执行 UL 传输。新数据指示符(NDI)包含在 UL 准予 PDCCH (例如, DCI 格式 0)中。如果 NDI 位被触发(toggle)多于先前 NDI 值,则 UE 决定先前传输被成功地实现,使得其可以发射新数据。另一方面,虽然 UE 通过 PHICH 接收用于先前传输的 ACK,但是如果 NDI 值不与 PHICH 接收被同时触发或者如果 NDI 值在 UL 准予 PDCCH 处不被触发以在 PHICH 接收之后被接收,则 UE 被配置成不清除用于先前传输的缓冲器。

[0108] 上行链路传输结构

[0109] 图 12 是示出用于在单载波频分多址(SC-FDMA)系统中使用的发射器的框图。

[0110] 参考图 12,串并(SP)转换器 1201 将由输入到发射器的 N 个符号构成的一个块转换为并行信号。N-点 DFT 模块 1202 扩展并行信号,并且子载波映射模块 1203 将扩展并行信号映射至频率区域。每个子载波信号都是 N 个符号的线性组合。M-点逆快速傅里叶变换(IFFT)模块 1204 将映射至频域的信号转换为时域信号。并串转换器 1205 将时域信号转换为串行信号,并且将 CP 添加至串行信号。N-点 DFT 模块 1202 的 DFT 处理将 M-点 IFFT 模块 1204 的 IFFT 处理的效果补偿至特定程度。SC-FDMA 方案还可以称为 DFT-s-OFDMA(DFT-扩展-OFDMA)。输入到 DFT 模块 1202 的信号具有低峰均功率比(PAPR)或立方度量(CM)。然而,信号在 DFT 处理之后具有高 PAPR。从 IFFT 模块 1204 输出的 IFFT 信号可以具有低 PAPR 增益。即,SC-FDMA 方案可以通过除了功率放大器(PA)的非线性失真间隔之外的剩余部分发射信号,使得可以减少传输的实现成本。

[0111] 图 13 示出经 DFT 处理的信号被映射至频域的信号映射方案。执行图 13 中所示的

两个方案之一,使得 SC-FDMA 发射器的输出信号可以满足单载波特性。图 13 (a)示出来自 DFT 模块 1202 的输出信号仅被映射至子载波区域的特定部分的局部化映射方案。图 13(b)示出来自 DFT 模块 1202 的输出信号被分布并且被映射至整个子载波区域的分布式映射方案。限定传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统,以使用局部化映射方案。

[0112] 图 14 是图示用于基于 SC-FDMA 方案解调传输信号的参考信号(RS)的传输处理的框图。如下限定用于在传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统中使用的数据部分。即,在时域中生成的信号被 DFT 处理并且转换为频域信号之后,信号被映射至子载波并且被 IFFT-处理(参见图 12)。如下限定用于在传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统中使用的参考信号(RS)。即,RS 在频域中被直接生成,而不进行 DFT 处理,被映射至子载波,并且被 IFFT-处理,使得 CP 被附着至 IFFT 结果并且然后被发射。

[0113] 图 15 示出基于 SC-FDMA 方案在子帧结构中被映射至参考信号(RS)的符号的位置。图 15 (a)示出在正常 CP 的情况下,参考信号(RS)位于单个子帧的两个时隙中的每个的第四 SC-FDMA 符号处。图 15 (b)在扩展 CP 的情况下,参考信号(RS)位于一个子帧的两个时隙中的每个的第三 SC-FDMA 符号处。

[0114] 图 16 至图 19 是图示分簇 DFT-s-OFDMA 方案的概念图。参考图 16 至图 19,分簇 DFT-s-OFDMA 是上述 SC-FDMA 的修改,其中,DFT 信号被划分为多个子块,并且在频域中被映射至相互分离的位置。

[0115] 图 16 图示在单载波系统中的分簇 DFT-s-OFDMA 方案。例如,DFT 输出可以划分为 N_{sb} 个子块(子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$)。子块,子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$ 在单载波(例如,具有 20MHz 的带宽的载波)上在频域中被映射至相互分离的位置。在局部化映射方案中每个子块可以映射至频域。

[0116] 图 17 和图 18 图示多载波系统中的分簇 DFT-s-OFDMA 方案。

[0117] 图 18 图示当多载波被连续配置(即,多载波的各个频带是连续的)并且特定子载波间隔在邻近载波之间对准时,通过一个 IFFT 模块生成信号的示例。例如,DFT 输出可以划分为 N_{sb} 个子块(子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$),并且子块,子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$ 可以被一一对应地映射至分量载波(CC),CC#0 至 CC# $N_{sb}-1$ (每个 CC 可以具有例如 20MHz 的带宽)。每个子块在局部化映射方案中可以映射至频率区域。映射至各个 CC 的子块可以通过单个 IFFT 模块转换为时间信号。

[0118] 图 18 图示当多个载波(或多个小区)被不连续配置(即,多载波的各个频带是不连续的)时,通过多个 IFFT 模块生成信号的示例。例如,DFT 输出可以划分为 N_{sb} 个子块,子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$,并且子块,子块 #0 至子块 # $N_{sb}-1$ 可以一对一映射至 CC CC#0 至 CC# $N_{sb}-1$ (每个 CC (或每个小区)可以具有例如 20MHz 的带宽)。在局部化映射方案中每个子块可以被映射至频率区域。映射至各个 CC 的子块可以通过各个 IFFT 模块转换为时域信号。

[0119] 如果用于图 16 中所图示的单载波的分簇 DFT-s-OFDMA 方案是载波内(或小区内) DFT-s-OFDMA,则可以说,用于图 17 和图 18 中所图示的多载波(或多小区)的分簇 DFT-s-OFDMA 方案是载波间(或小区间) DFT-s-OFDMA。载波内 DFT-s-OFDMA 和载波间 DFT-s-OFDMA 可以组合使用。

[0120] 图 12 图示基于信息块(chunk)执行 DFT、频域映射、以及 IFFT 处理的信息块特定的 DFT-s-OFDMA 方案。信息块特定的 DFT-s-OFDMA 还可以称为 N_x SC-FDMA。从代码块分段

得到的代码块被划分为信息块,并且信息块分别被信道编码和调制。调制的信号经过 DFT、频域映射、以及 IFFT,并且 IFFT 信号被求和并且然后 CP 以与参考图 12 描述的不同方式被添加到其中。图 19 中所图示的 N_x SC-FDMA 方案可应用至连续多载波(或相邻的多个小区)的情况和非连续多载波的情况。

[0121] MIMO 系统

[0122] 图 20 是示出包括多个 Tx 天线和多个 Rx 天线的 MIMO 系统的框图。图 20 的各个框概念地图示用于 MIMO 传输的发射器和接收器的功能或操作。

[0123] 图 20 中所示的信道编码器图示冗余比特被附着至输入数据比特,使得由来自信道的噪声导致的影响可以被大大减小。映射器将数据比特信息转换为数据符号信息。S/P 转换器将串行数据转换为并行数据。MIMO 编码器将数据符号转换为时空信号。发射器的多个天线用于在信道上发射时空信号,并且接收器的多个天线用于通过信道接收信号。

[0124] 图 20 中所示的 MIMO 解码器将所接收的时空信号转换为各个数据符号。P/S 转换器将并行信号转换为串行信号。解映射器将数据符号转换为数据比特信息。信道解码器图示信道码的解码操作,并且估计解码后得到的数据。

[0125] 上述 MIMO Tx/Rx 系统根据空间多路复用率可以具有一个或多个码字。仅在空间上使用一个码字的一种情况被称为单码字(SCW)结构,并且使用多码字(MCW)的其他情况被称为 MCW 结构。

[0126] 图 21 (a)是图示包括 SCW 结构的 MIMO 系统的发射器的框图,并且图 21 (b)是图示包括 MCW 结构的 MIMO 系统的发射器的框图。

[0127] 基于码本的预编译方案

[0128] 可以使用根据信道条件等将传输信息适当地分布到各个天线以支持 MIMO 传输的预编译方案。基于码本的预编译方案允许发射器和接收器中的每个预先确定预编译矩阵的聚集或集合,接收器测量从发射器接收的信道信息,将最合适的预编译矩阵(即,预编译矩阵索引(PMI))反馈至发射器,并且发射器可以基于 PMI 结果将合适的预编译应用至信号传输。以此方式,基于码本的预编译方案可以从预定预编译矩阵集合中选择合适的预编译矩阵。结果,虽然未一直应用最佳预编译,但是反馈开销可以比当最佳预编译信息被明确地反馈至实际信道信息时获得的反馈开销能够更多的减少。

[0129] 图 22 是图示基于码本的预编译的概念图。

[0130] 根据基于码本的预编译方案,收发器可以根据传输秩、天线的数量等共享包括预定数量的预编译矩阵的码本信息。即,如果反馈信息是无限的,可以使用基于预编译的码本方案。接收器通过所接收的信号测量信道状态,使得无限数量的优选预编译矩阵信息(即,相应预编译矩阵的索引)可以基于上述码本信息被反馈至发射器。例如,接收器可以通过测量 ML (最大似然)或 MMSE (最小均方误差)方案选择最佳预编译矩阵。虽然图 22 中所示的接收器将用于每个码字的预编译矩阵信息发射至发射器,但是本发明的范围或精神不限于此。

[0131] 当从接收器接收反馈信息时,发射器基于所接收的信息从码本选择特定的预编译矩阵。已经选择预编译矩阵的发射器通过将所选预编译矩阵乘以与传输秩的数量相同数量的层信号执行预编译操作,并且可以在多个天线上发射每个预编译的 Tx 信号。在预编译矩阵中,行数与天线的数量相同,并且列数与秩值相同。由于秩值与层数相同,所以列数与层

数相同。例如,假设 Tx 天线的数量被设置为 4 并且 Tx 层的数量被设置为 2,预编译矩阵以 (4x2) 矩阵的形式配置。可以将通过预编译矩阵中的各个层发射的信息映射至各层。

[0132] 如果接收器从发射器接收预编译信号作为输入,则其执行在发射器中进行的预编译的逆处理,使得其可以恢复接收 (Rx) 信号。通常,预编译矩阵满足诸如 $(U \cdot U^H = I)$ 的酉矩阵 (U),使得上述预编译的逆处理可以通过使在发射器的预编译中使用的预编译矩阵 H 的 Hermitain 矩阵 (P^H) 乘以接收 (Rx) 信号进行。

[0133] 例如,表 4 示出用于在 3GPP LTE 版本 8/9 中使用 2 个 Tx 天线的下行链路传输中使用的码本,并且表 5 示出用于在 3GPP LTE 版本中使用 4 个 Tx 天线的下行链路传输中使用的码本。

[0134] [表 4]

[0135]

码本索引	秩的数量	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

[0136] [表 5]

[0137]

码本索引	u_n	层数 ν			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{(1)}$	$W_0^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_0^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_0^{(1234)}/2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{(1)}$	$W_1^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_1^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_1^{(1234)}/2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{(1)}$	$W_2^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_2^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_2^{(3214)}/2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{(1)}$	$W_3^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_3^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_3^{(3214)}/2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{(1)}$	$W_4^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_4^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_4^{(1234)}/2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_5^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_5^{(1234)}/2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_6^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_6^{(1324)}/2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_7^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_7^{(1324)}/2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{(1)}$	$W_8^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_8^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_8^{(1234)}/2$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{(1)}$	$W_9^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_9^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_9^{(1234)}/2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{(1)}$	$W_{10}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{(1324)}/2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{(1)}$	$W_{11}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{(1324)}/2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{(1)}$	$W_{12}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{(1234)}/2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{(1)}$	$W_{13}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{(1324)}/2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{(1)}$	$W_{14}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{(3214)}/2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)}/2$

[0138] 在表 5 中, 从由 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$ 表示的等式构成的集合 {s} 获得 $W_n^{(s)}$ 。在此, I 是 (4x4) 酉矩阵, 并且 u_n 由表 5 给出。

[0139] 可以从表 4 看出, 用于 2 个 Tx 天线的码本包括总计 7 个预编译矢量 / 矩阵。在该情况下, 酉矩阵用于开环系统, 并且存在总计 6 个预编译矢量 / 矩阵用于对闭环系统进行预编译。用于表 5 中所示的 4 个 Tx 天线的码本包括总计 64 个预编译矢量 / 矩阵。

[0140] 上述码本具有公共特性, 例如, 恒模 (CM) 特性、嵌套特性、以及受约束符号集特性 (constrained alphabet property)。根据 CM 特性, 包含在码本中的所有预编译矩阵的各个元素不包括为 0 的值, 并且被配置成具有相同大小。嵌套特性是指低秩预编译矩阵由高阶预编译矩阵的特定列的子集构成。受约束符号集特性是指包含在码本中的所有预编译矩阵的各个元素的符号集由 $\left\{ \pm 1, \pm j, \pm \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}, \pm \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} \right\}$ 构成。

[0141] 反馈信道结构

[0142] 基本上, 由于用于在 FDD 系统中使用的基站 (BS) 不识别下行链路信道的信息, 所以从用户设备 (UE) 反馈的信道信息被用于下行链路传输。在传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统的情况下, 下行链路信道信息可以通过 PUCCH 反馈, 或者下行链路信道信息可以通过 PUSCH 反馈。在 PUCCH 的情况下, 信道信息被周期性地反馈。在 PUSCH 的情况下, 当从基站 (BS) 接收请求时, 信道信息被非周期性地反馈。在反馈信道信息的情况下, 可以反馈用于所分配的频带 (即, 宽带 (WB)) 的完整性的信道信息, 并且可以反馈用于预定数量的 RB (即, 子带 (SB)) 的信道信息。

[0143] 扩展天线配置

[0144] 图 23 示例性地示出 8 个 Tx 天线。图 23 (a) 示出在不对 N 个天线分组的情况下构建独立信道的示例性情况。通常,图 23 (a) 中示出均匀线性阵列(ULA)。多个天线在空间上相互间隔,使得构建独立信道所需的发射器和 / 或接收器的间隔可能不足够。

[0145] 图 23 (b) 示出一对由两个天线构成的配对 ULA。相关信道可以在相互配对的两个天线之间使用,并且还可以使用独立于其他配对天线的信道。

[0146] 另一方面,传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统在下行链路上使用 4 个 Tx 天线,3GPP LTE 版本 10 系统在下行链路上可以使用 8 个 Tx 天线。为了应用扩展天线配置,必须在不充足的空间安装多个 Tx 天线,并且图 23 (a) 和图 23 (b) 中所示的 ULA 天线配置可能被认为是不合适的。从而,可以使用如图 23 (c) 所示的用于应用双极子(或交叉极子)天线配置的方法。在构建上述 Tx 天线的情况下,虽然天线之间的距离(d)相对短,但是天线相关性被减小,使得高生产率数据传输是可能的。

[0147] 码本结构

[0148] 如上所述,发射器与接收器共享预定义码本,并且当接收器反馈将被用于来自发射器的 MIMO 传输的预编译信息时可以减少需要的开销的量,结果实现有效预编译。

[0149] 作为用于构建预定义码本的一个示例,预编译器矩阵可以使用离散傅里叶变换(DFT)矩阵或 Walsh 矩阵构建。可替换地,各种类型的预编译器可以与相移矩阵或相移分集矩阵等组合。

[0150] 当构建基于 DFT- 矩阵的码本时,(n×n) DFT 矩阵可以如等式 3 中所示限定。

[0151] [等式 3]

$$[0152] \text{ DFTn: } D_n(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k\ell/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1$$

[0153] 等式 3 的 DFT 矩阵仅包括用于特定大小(n)的一个矩阵。从而,为了根据情况适当地利用多种预编译矩阵,可以另外配置和使用 DFTn 矩阵的旋转版本。以下等式 4 表示示例性的旋转 DFTn 矩阵。

[0154] [等式 4]

[0155] 旋转

$$\text{DFTn: } D_n^{(G,g)}(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k(\ell + g/G)/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1, \quad g = 0, 1, \dots, G.$$

[0156] 当构建如等式 4 中所示的 DFT 矩阵时,可以生成 G 旋转 DFTn 矩阵,并且所生成的矩阵可以满足 DFT 矩阵特性。

[0157] 此后将详细地描述基于 Householder 的码本结构。基于 Householder 的码本结构指示由 Householder 矩阵构成的码本。在 Householder 变换中使用 Householder 矩阵。Householder 变换可以是一种线性变换,并且可以用于 QR 分解。QR 分解是指特定矩阵被分解为正交矩阵(QW)和上三角矩阵(R)。上三角矩阵(R)是指主对角分量的所有较低分量都被设置为 0 的正方形。(4×4) Householder 矩阵的示例如等式 5 中所示。

[0158] [等式 5]

$$[0159] \quad \mathbf{M}_1 = \mathbf{I}_4 - 2\mathbf{u}_0\mathbf{u}_0^H / \|\mathbf{u}_0\|^2 = \frac{1}{\sqrt{4}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$[0160] \quad \mathbf{u}_0^T = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]$$

[0161] 具有 CM 特征的 (4×4) 酉矩阵可以通过 Householder 变换生成。参考用于表 5 中所示的 4 个 Tx 天线的码本, (n×n) 预编译矩阵通过 Householder 变换生成, 并且可以用作用于使用所生成的预编译矩阵的列子集发射低于 ‘n’ 的秩的预编译矩阵。

[0162] 用于 8 个 Tx 天线的码本

[0163] 在传统 3GPP LTE 版本 8/9 系统中使用的反馈方案被扩展并且然后被应用至具有扩展天线配置(例如, 8 个 Tx 天线)的 3GPP LTE 版本 10 系统。例如, 可以反馈信道状态信息(CSI) (诸如, 秩指示符(RI)、预编译矩阵索引(PMI)、信道质量信息(CQI)等)。此后将详细地描述用于设计可应用至支持扩展天线配置的系统的双预编译器的反馈码本的方法。在基于双预编译器的反馈码本中, 为了指示将用于发射器的 MIMO 传输的预编译器, 接收器可以将 PMI 发射至发射器, 并且预编译矩阵可以由两个不同 PMI 的组合指示。即, 接收器将两个不同 PMI (即, 第一 PMI 和第二 PMI) 反馈至发射器, 并且发射器决定由第一 PMI 和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵, 并且将所决定的预编译矩阵应用至 MIMO 传输。

[0164] 在基于双预编译器的反馈设计中, 可以考虑 8 个 Tx 天线 MIMO 传输、SU-MIMO (单用户 MIMO) 和支持各种天线配置的自适应的 MU-MIMO (多用户 MIMO)、码本设计参考、码本大小等。

[0165] 作为应用至 8 个 Tx 天线 MIMO 传输的码本, 可以设计如下反馈码本: 其在秩 2 或更多的情况下仅支持 SU-MIMO, 在小于秩 2 的秩的情况下, 被最优化用于 SU-MIMO 和 MU-MIMO, 并且适用于各种天线配置。

[0166] 在 MU-MIMO 中, 参与 MU-MIMO 的 UE 在相关性域中可以相互独立。从而, 用于 MU-MIMO 的码本需要在高相关性信道处被正确地操作。DFT 矢量在高相关性信道上提供优越性能, 使得 DFT 矢量可以包含在扩展至秩 -2 的码本集合中。另外, 在能够生成大量空间信道的高散射传播环境(例如, 具有大量反射波的室内环境)下, SU-MIMO 操作可以更适当地用作 MIMO 传输方案。从而, 可以设计用于高于秩 2 的秩的码本, 以获得用于在多层之间区分的优越性能。

[0167] 在用于 MIMO 传输的预编译器中, 优选一个预编译器在各种天线配置(低相关性天线配置、高相关性天线配置、交叉极子天线配置等)中具有优越性能。在 8 个 Tx 天线的部署中, 具有 4λ 的天线间隔的交叉极子阵列可以被配置为低相关性天线配置, 具有 0.5λ 的天线间隔的 ULA 可以被配置为高相关性天线配置, 并且具有 0.5λ 的天线间隔的交叉极子阵列可以被配置为交叉极子天线配置。基于 DFT 的码本结构可以为高相关性天线配置提供优越性能。同时, 根据需要, 块对角矩阵可以更适用于交叉极子天线配置。从而, 假设对角矩阵被应用至用于 8 个 Tx 天线的码本, 可以构建能够将优越性能提供给所有天线配置的码本。

[0168] 码本可以被设计成满足酉码本、CM 特性、有限符号集、合适码本大小、嵌套特性等。

上述码本设计可以应用至 3GPP LTE 版本 8/9 码本,并且还可以应用至支持扩展天线配置的 3GPP LTE 版本 10 码本。

[0169] 与码本大小相关联,必须增加码本大小以充分支持由 8 个 Tx 天线获得的优点。为了在低相关性环境下从 8 个 Tx 天线获得足够预编译增益,可能需要大尺寸码本(例如,用于秩 1 和秩 2 的至少 4 比特构成的码本)。为了在高相关性环境下获得预编译增益,以上 4 比特大小的码本可以被认为是足够的。然而,为了实现 MU-MIMO 多路复用增益,可以增加用于秩 1 或秩 2 的码本大小。

[0170] 基于上述说明,可以如下限定用于 8 个 Tx 天线的码本结构。

[0171] 为了支持多粒度反馈,8 个 Tx 天线码本结构可以通过两个基本矩阵的 Kroneker 乘积 \otimes 限定。Kroneker 乘积 \otimes 是每个都具有预定大小的两个矩阵的运算,使得作为 Kroneker 乘积 \otimes 的运算结果能够获得块矩阵。例如,($m \times n$) 矩阵 A 和 ($p \times q$) 矩阵 B 的 Kroneker 乘积($A \otimes B$)可以由以下等式 6 表示。在等式 6 中, a_{mn} 是矩阵 A 的元素,并且 b_{pq} 是矩阵 B 的元素。

[0172] [等式 6]

[0173]

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} & a_{11}b_{12} & \cdots & a_{11}b_{1q} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{11} & a_{1n}b_{12} & \cdots & a_{1n}b_{1q} \\ a_{11}b_{21} & a_{11}b_{22} & \cdots & a_{11}b_{2q} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{21} & a_{1n}b_{22} & \cdots & a_{1n}b_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{11}b_{p1} & a_{11}b_{p2} & \cdots & a_{11}b_{pq} & \cdots & \cdots & a_{1n}b_{p1} & a_{1n}b_{p2} & \cdots & a_{1n}b_{pq} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{m1}b_{11} & a_{m1}b_{12} & \cdots & a_{m1}b_{1q} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{11} & a_{mn}b_{12} & \cdots & a_{mn}b_{1q} \\ a_{m1}b_{21} & a_{m1}b_{22} & \cdots & a_{m1}b_{2q} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{21} & a_{mn}b_{22} & \cdots & a_{mn}b_{2q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}b_{p1} & a_{m1}b_{p2} & \cdots & a_{m1}b_{pq} & \cdots & \cdots & a_{mn}b_{p1} & a_{mn}b_{p2} & \cdots & a_{mn}b_{pq} \end{bmatrix}$$

[0174] 以下等式 7 示出码本结构被配置为两个基本矩阵 ($W_1^{(m)}$ 和 W_2) 的 Kroneker 乘积。

[0175] [等式 7]

[0176] $W = W_2 \otimes W_1^{(m)}$

[0177] 在等式 7 中,第一基本矩阵 $W_1^{(m)}$ (其中, m 是传输秩)可以用于连续共极化天线的波束成形。对于第一基本矩阵,可以使用几种类型的码本。例如,用于通过在 3GPP LTE 版本 8/9 中限定的 4 个 Tx 天线执行下行链路 MIMO 传输的码本(即,表 5 的码本)可以用作第一基本矩阵。可替换地,DFT 矩阵可以用作第一基本矩阵。

[0178] 等式 7 的第二基本矩阵 W_2 可以用于调节正交极子之间的相对相位。等式 8 中所示的矩阵可以用作第二基本矩阵。例如,用于通过在 3GPP LTE 版本 8/9 中限定的 2 个 Tx 天线执行下行链路 MIMO 传输的码本(即,表 4 的码本)的秩 2 预编译矩阵可以用作第二基本矩阵。

[0179] [等式 8]

[0180] $W_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ e^{j\frac{\pi n}{N}} & -e^{j\frac{\pi n}{N}} \end{bmatrix}$

[0181] 可以如表 6 中所示限定根据传输秩用于 8 个 Tx 天线的反馈码本。

[0182] [表 6]

[0183]

秩-1	$W^1 = W^2(:,1), W^1 = W^2(:,2)$
秩-2	$W^2 = W_2 \otimes W_1^1$
秩-3	$W^3 = W^4(:,1:3)$
秩-4	$W^4 = W_2 \otimes W_1^2$
秩-5	$W^5 = W^6(:,1:5)$
秩-6	$W^6 = W_2 \otimes W_1^3$
秩-7	$W^7 = W^8(:,1:7)$
秩-8	$W^8 = W_2 \otimes W_1^4$

[0184] 在表 6 中, $W^2(:, x)$ 是矩阵 W^2 的第 x 列。即, W^1 可以由矩阵 W^2 的第一列构成或者可以由矩阵 W^2 的第二列构成。类似地, $W^n(:, x:y)$ 表示从第 x 列到第 y 列的列。例如, W^3 可以由从第一列到第三列的列构成。

[0185] 如表 6 中所示, 用于偶数秩(秩 2、秩 4、秩 6、或秩 8)的反馈码本可以通过两个基本矩阵的 Kronecker 乘积生成。例如, 用于 8 个 Tx 天线的秩 2 码本 W^2 (8×2 矩阵) 由 $W^4 = W_2 \otimes W_1^2$ 表示。在此, W_2 表示等式 8 中所示的用于 2 个 Tx 天线的秩 2 码本(参见表 4)的 (2×2) 矩阵, 并且 W_1^1 表示用于 4 个 Tx 天线的秩 1 码本(参见表 5)的 (4×1) 矩阵。另外, 用于 8 个 Tx 天线的秩 4 码本 W^4 (即, (8×4) 矩阵) 由 $W^4 = W_2 \otimes W_1^2$ 表示。在此, W_2 表示等式 8 中所示的用于 2 个 Tx 天线的秩 2 码本(参见表 4)的 (2×2) 矩阵, 并且 W_1^2 表示用于 4 个 Tx 天线的秩 2 码本(参见表 5)的 (4×2) 矩阵。

[0186] 如表 6 中所示, 用于奇数秩(秩 1、秩 3、秩 5、或秩 7)的反馈码本可以由上层(upper)秩码本的子集构成。例如, 用于 8 个 Tx 天线的秩 -1 码本可以由选自用于 8 个 Tx 天线的秩 2 码本的子集构成。用于 8 个 Tx 天线的秩 3 码本可以由选自用于 8 个 Tx 天线的秩 4 码本的子集构成。可替换地, 用于 8 个 Tx 天线的秩 5 码本可以由选自用于 8 个 Tx 天线的秩 6 码本的子集构成。用于 8 个 Tx 天线的秩 7 码本可以由选自用于 8 个 Tx 天线的秩 8 码本的子集构成。表 6 中所示的上述码本配置仅被披露用于说明性目的, 并且表 6 中所示的用于生成用于每个秩的码本的方法可以独立地应用至各个秩, 或者还可以同时应用至各个秩。另外, 表 6 中所示的各个秩的码本之间的关系(例如, 由高秩码本子集构成的低秩码本和高秩码本之间的关系)可以独立地应用至各个秩, 或者还可以同时应用至各个秩。

[0187] 与多粒度反馈应用相关联, 如上所述已经披露用于将 Kronecker 乘积应用至用于使用两个基本矩阵的组合构建用于 8 个 Tx 天线的码本的方法的方法。以下, 将详细地描述使用内积构建两个基本矩阵的组合的方法。由等式 9 表示使用两个基本矩阵的内积的特定格式。

[0188] [等式 9]

$$[0189] \quad \mathbf{W} = \tilde{\mathbf{W}}_1 \tilde{\mathbf{W}}_2$$

[0190] 如果将用于 8 个 Tx 天线的码本表示为内积, 则第一基本矩阵可以由用于共极化天线组的表 10 中所示的对角矩阵表示。

[0191] [等式 10]

$$[0192] \quad \tilde{\mathbf{W}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} (\mathbf{W}_1 : 4 \times N)$$

[0193] 另外,如果第二基本矩阵用于调节极子之间的相对相位,则第二基本矩阵可以由单位矩阵表示。与用于 8 个 Tx 天线的码本的较高秩相关联,第二基本矩阵可以由以下等式 11 表示。如可以从等式 11 看出的,第二基本矩阵的第一行的系数(1)和第二基本矩阵的第二行的系数(a 或 -a)之间的关系被用于反映上述相对相位的调节。

[0194] [等式 11]

$$[0195] \quad \tilde{\mathbf{W}}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} & -a\mathbf{I} \end{bmatrix} (\mathbf{I} : N \times N)$$

[0196] 从而,用于 8 个 Tx 天线的码本可以使用第一基本矩阵和第二基本矩阵的内积由等式 12 表示。

[0197] [等式 12]

$$[0198] \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} & -a\mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$$

[0199] 基于等式 12 的内积的码本可以使用以下等式 13 中所示的 Kronecker 乘积简单地表示。

[0200] [等式 13]

$$[0201] \quad \mathbf{W} = \mathbf{W}_2 \otimes \mathbf{W}_1 \quad (\mathbf{W}_1 : 4 \times N, \mathbf{W}_2 : 2 \times M)$$

[0202] 在等式 13 中,包含在码本 W 中的预编译矩阵包括(4x2)行和(NxM)列。从而,预编译矩阵可以用作用于 8 个 Tx 天线(NxM)秩传输的码本。例如,假设配置用于 8 个 Tx 天线秩 R 传输的预编译码本,并且 W₂由(2xM)矩阵构成,矩阵 W₁的 N 值由 R/M 表示。例如,当构建用于 8 个 Tx 天线秩 4 传输的预编译码本时,如果 W₂由(2x2)矩阵(即, M=2)构成(例如,等式 8 的矩阵),则 W₁可以由(4x2)矩阵(即, N=4/M=4/2=2)(例如, DFT 矩阵)表示。

[0203] 基于多码本的预编译器的生成

[0204] 在 MIMO 传输中使用的预编译操作可以被认为是用于通过层将 Tx 信号映射至天线的操作。即, Y 个 Tx 层(或 Y 个 Tx 流)可以通过(XxY)预编译矩阵映射至 X 个 Tx 天线。

[0205] 为了构建(N_txR)预编译矩阵,当 R 流(即,秩 R)通过 N_t个 Tx 天线发射时,从接收器反馈至少一个预编译矩阵索引(PMI),使得发射器可以构建预编译器矩阵。以下等式 14 示出由 n_c个矩阵构成的示例性码本。

[0206] [等式 14]

$$[0207] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R}(k) \in \{P_1^{N_t \times R}, P_2^{N_t \times R}, P_3^{N_t \times R}, \dots, P_{n_c}^{N_t \times R}\}$$

[0208] 在等式 14 中, k 是特定资源索引(子载波索引、虚拟资源索引、或子带索引)。等式 14 可以如以下等式 15 中所示配置。

[0209] [等式 15]

$$[0210] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R}(k) = \begin{bmatrix} P_{M_t \times R, 1} \\ P_{M_t \times R, 2} \end{bmatrix}, N_t = 2 \cdot M_t$$

[0211] 在等式 15 中, $P_{M_t \times R, 2}$ 可以通过使 $P_{M_t \times R, 1}$ 偏移特定复 (complex) 权重 w_2 实现。从而, 当 $P_{M_t \times R, 1}$ 和 $P_{M_t \times R, 2}$ 之间的差异由特定复权重表示时, 可以获得以下等式 16。

[0212] [等式 16]

$$[0213] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R}(k) = \begin{bmatrix} w_1 \cdot P_{M_t \times R, 1} \\ w_2 \cdot P_{M_t \times R, 1} \end{bmatrix}$$

[0214] 另外, 等式 16 可以使用 Kroneker 乘积由以下等式 17 表示。

[0215] [等式 17]

$$[0216] \quad \mathbf{P}_{N_t \times R, n, m}(k) = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \otimes P_{M_t \times R, 1} = \mathbf{W}_n \otimes \mathbf{P}_m$$

[0217] 在等式 17 中, 可以从接收器独立地反馈部分预编译矩阵 $\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}$ 或 $P_{M_t \times R, 1}$ 。发射器可以通过使用每个反馈信息配置等式 16 或 17 的预编译器实现。当使用等式 16 或 17 的格式时, \mathbf{W} 一直以 (2×1) 矢量的形式配置, 并且可以被配置为等式 18 的码本。

[0218] [等式 18]

$$[0219] \quad \mathbf{W} \in \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \frac{2\pi}{N} i} \end{bmatrix}, i = 0, \dots, N-1$$

[0220] 在等式 18 中, N 是预编译矩阵的总数, 并且 i 可以用作矢量索引。为了最小化反馈开销并且获得合适性能, i 可以被设置为 2、4、或 8 中的任一个。另外, $P_{M_t \times R, 1}$ 可以由用于 4 个 Tx 天线的码本或用于 2 个 Tx 天线的码本构成。与上述说明相关联, 可以使用表 4 或 5 的码本 (即, 用于在 3GPP LTE 版本 8/9 中限定的 2 或 4 个 Tx 天线的码本), 并且码本还可以以旋转 DFT 格式配置。

[0221] 另外, 矩阵 \mathbf{W} 可以被配置为 (2×2) 矩阵。 $2 \times 2\mathbf{W}$ 矩阵的示例在以下等式 19 中示出。

[0222] [等式 19]

$$[0223] \quad \mathbf{P}_{N_t \times 2R, n, m}(k) = \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix} \otimes P_{M_t \times R, 1} = \mathbf{W}_n \otimes \mathbf{P}_m, N_t = 2 \cdot M_t$$

[0224] 在等式 19 中, 如果码本 $P_{M_t \times R, 1}$ 的最大秩被设置为 R , 则码本设计的范围可以扩展到 $2R$ 的秩。例如, 如果表 4 的码本被用作 $P_{M_t \times R, 1}$, 最大秩根据等式 17 可以扩展至 $4(R=4)$ 。另一方面, 最大秩可以扩展至 $8(2R=8)$, 如可以从等式 18 看出。从而, 可以构建能够在包括 8 个 Tx 天线的系统中执行 8×8 传输的预编译器。在该情况下, \mathbf{W} 可以被配置为等式 20 的码本。

[0225] [等式 20]

$$[0226] \quad \mathbf{W} \in \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j \frac{2\pi}{N} i} & -e^{j \frac{2\pi}{N} i} \end{bmatrix}, i = 0, \dots, N-1$$

[0227] 等式 17 和等式 18 中所示的预编译器配置方法可以根据各个秩被不同地应用。例如, 将等式 17 的方案应用至秩 4 或更少 ($R \leq 4$), 并且将等式 18 的方案应用至秩 5 或更高

($R \geq 5$)。可替换地,等式 17 的方案可以仅应用至秩 1($R=1$),并且等式 18 的方案可以应用至剩余的秩(秩 2 或更多($R \geq 2$))。与等式 17 和等式 18 相关联,W 和 P 可以被反馈以具有以下表 7 中所示的特性。

[0228] [表 7]

[0229]

情况	W/P
频率粒度 1	两个矩阵之一被反馈至子带,并且剩余的一个矩阵可以被反馈至宽带。
频率粒度 2	两个矩阵之一被反馈至最好的 M 频带,并且剩余的一个矩阵可以被反馈至宽带。
时间粒度	两个矩阵之一以间隔 N 被反馈,并且剩余的一个矩阵以间隔 M 被反馈。
反馈信道 1	两个矩阵之一被反馈至 PUSCH,并且剩余的一个矩阵被反馈至 PUCCH。
反馈信道 2	如果执行到 PUSCH 的反馈,则两个矩阵之一(例如,W)被反馈至子带,并且剩余的一个矩阵(例如,P)被反馈至宽带。如果执行到 PUCCH 的反馈,则 W 和 P 可以被反馈至宽带。
不均保护	两个矩阵之一(例如,P)可以以较高可靠性编码率被编码,并且剩余的一个矩阵(例如,W)可以以较低可靠性编码率被编码。
符号集限制 1	矩阵 W 的符号集可以限于 BPSK,并且矩阵 P 的符号集可以限于 QPSK 或 8PSK。
符号集限制 2	矩阵 W 的符号集可以限于 QPSK,并且矩阵 P 的符号集可以限于 QPSK 或 8PSK。

[0230] 可以使用等式 17 和等式 18 构建码本。然而,在根据情况不使用两种的组合的情况下构建预编译器是不可能的。为了解决上述问题,预编译器可以如以下等式 21 中所示构建。

[0231] [等式 21]

$$[0232] \mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m} = \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix} \otimes P_{M_t \times M_t} = \mathbf{W}_n \otimes \mathbf{P}_m, N_t = 2 \cdot M_t$$

[0233] 用于示例性情况($R=N_t$)的预编译器使用从等式 21 获得的 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t}$ 配置。在此,情况($R=N_t$)指示秩值与 Tx 天线的数量相同,并且所配置的预编译器的列子集可以用于较低秩。当构建上述预编译器时,满足嵌套特性,以使得可以简化 CQI 计算。在等式 21 中,在 $R=N_t$ 的情况下, $\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m}$ 是预编译器。例如,预编译器 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m}$ 的第 0 列和第 2 列构成的子集可以用作 $R=2$ 的预编译器,并且可以由 $\mathbf{P}_{N_t \times N_t, n, m}(0, 2)$ 表示。在此, $P_{M_t \times M_t}$ 可以由旋转 DFT 矩阵或其他类型的码本构成。

[0234] 另一方面,为了增加开环环境下的分集增益,基于上述预编译器可以通过根据特定资源利用另一个预编译器代替预编译器最大化波束分集增益。例如,如果使用等式 17 的预编译器,则根据特定资源应用预编译器的方案可以由以下等式 22 表示。

[0235] [等式 22]

$$[0236] \quad \mathbf{P}_{N_i \times R, n, m}(k) = \mathbf{W}_{k \bmod n_c} \otimes \mathbf{P}_{k \bmod m_c}$$

[0237] 在等式 22 中, k 是特定资源区域。用于特定资源区域 k 的预编译矩阵通过等式 22 中所示的模运算确定。在等式 22 中, n_c 是用于矩阵 \mathbf{W} 的码本的大小, 并且 m_c 是用于矩阵 \mathbf{P} 的码本的大小。 n_c 和 m_c 中的每个可以对应于每个子集。

[0238] 当应用如等式 22 中所示的两个矩阵的循环时, 分集增益可以被最大化并且可能增加复杂性。从而, 可以将长期循环应用至特定矩阵, 并且可以将短期循环应用至剩余矩阵。

[0239] 例如, 可以根据 PRB 索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{W} , 并且可以根据子帧索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{P} 。可替换地, 可以根据子帧索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{W} , 并且可以根据 PRB 索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{P} 。

[0240] 在另一个示例中, 可以根据 PRB 索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{W} , 并且可以根据子带索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{P} 。可替换地, 可以根据子帧索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{W} , 并且可以根据 PRB 索引将模运算应用至矩阵 \mathbf{P} 。

[0241] 另外, 可以将基于模运算的预编译器循环仅应用至两个矩阵中的一个, 并且另一个矩阵可以是固定的。

[0242] 当使用两个矩阵构建预编译器时, 码本结构可以通过如等式 9 至等式 12 中所示的内积表示, 或者码本结构还可以通过如等式 13 中所示的 Kronecker 乘积表示。

[0243] 用于 8 个 Tx 天线的码本结构的详细信息

[0244] 基于可应用至包括最多 8 个 Tx 天线的系统的预编译器结构, 以下将描述用于通过其预编译可应用至 MIMO 系统的详细信息(预编译器大小、因数分量等)的本发明的实施例。另外, 以下将描述能够支持各种天线配置的示例性预编译结构。

[0245] 码本结构

[0246] 用于 8 个 Tx 天线的码本可以通过两个基本矩阵的组合配置。与上述说明相关联, 可以使用两种组合方法。两种组合方法之一通过内积实现, 并且其他组合方法通过 Kronecker 乘积实现。

[0247] 首先, 通过两个基本矩阵的内积表示的码本如以下等式 23 中所示。

[0248] [等式 23]

$$[0249] \quad \mathbf{W} = \tilde{\mathbf{W}}_1 \tilde{\mathbf{W}}_2$$

[0250] 如果用于 8 个 Tx 天线的码本以内积的形式表示, 则用于共极化天线组的第一基本矩阵可以通过等式 24 中所示的对角矩阵表示。

[0251] [等式 24]

$$[0252] \quad \tilde{\mathbf{W}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} (\mathbf{W}_1 : 4 \times N)$$

[0253] 另外, 如果第二基本矩阵被用于调节极子之间的相对相位, 则第二基本矩阵可以由单位矩阵表示。另外, 对于用于 8 个 Tx 天线的码本的高秩, 第二基本矩阵可以如等式 25 中所示表示。在等式 25 中, 第二基本矩阵的第一行的系数 '1' 和第二基本矩阵的第二行的系数 (a) 之间的关系被用于调节上述相对相位。

[0254] [等式 25]

$$[0255] \quad \tilde{\mathbf{W}}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} \end{bmatrix} (\mathbf{I}: N \times N)$$

[0256] 从而,可以使用第一基本矩阵和第二基本矩阵的内积由以下等式 26 表示用于 8 个 Tx 天线的码本。

[0257] [等式 26]

$$[0258] \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ a\mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$$

[0259] 由等式 26 中所示的内积表示的码本可以使用以下等式 27 中所示的 Kronecker 乘积表示。

[0260] [等式 27]

$$[0261] \quad \mathbf{W} = \mathbf{W}_2 \otimes \mathbf{W}_1 \quad (\mathbf{W}_1 : 4 \times N, \mathbf{W}_2 : 2 \times M)$$

[0262] 基于 DFT 的码本

[0263] (n×n) DFT 矩阵可以如以下等式 28 中所示限定。

[0264] [等式 28]

$$[0265] \quad \text{DFT}_N: D_N(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi kn / N) \quad , \quad k, n = 0, 1, \dots, N-1$$

[0266] 例如,当生成用于 8 个 Tx 天线 MIMO 传输的码本时,最简单的码本可以由以下等式 29 表示。

[0267] [等式 29]

$$[0268] \quad \text{DFT}_8: D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{8}} \exp(-j2\pi kn / 8) \quad , \quad k, n = 0, 1, \dots, 7$$

[0269] 在等式 29 中所示的 DFT_8 码本中,8 个列可以被限定为具有不同响应的预编译权重。

[0270] 当构建空间信道时,在 ULA 环境下的 Tx 天线的响应可以由以下等式 30 表示。

[0271] [等式 30]

[0272]

$$\mathbf{a}_t(\theta) = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{2d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{3d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{4d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{5d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{6d}{\lambda} \sin(\theta)} & e^{-j2\pi \frac{7d}{\lambda} \sin(\theta)} \end{bmatrix}$$

[0273] 在等式 30 中, d 是天线之间的间隔或距离,并且 λ 是中间频率的波长。相位 θ 是平面波和天线阵列之间的角度,并且可以由 DoA (波达方向)或 AoA (波达角度)表示。在高相关性(或高度相关的)信道中,基于由等式 29 获得的码本的 Tx 天线响应可以通过与等式 30 相关的内积获得。对于上述原因,等式 30 的矢量根据天线阵列还可以称为用于传输(Tx)方向或接收(Rx)方向的导向矢量。

[0274] 图 24 示出等式 29 中所示的 DFT_8 码本的天线响应。在图 24 中,垂直轴表示天线频率响应的幅度,并且水平轴表示由弧度值表示的 θ 的值。在图 24 中示出每个都具有最大频率响应的 8 个抛物线部分。每个抛物线部分都可以指示由 DFT_8 码本的列矢量构建的天线响应。DFT_8 码本的第一列矢量在 $\theta = 0^\circ$ (0rad) 处具有最大天线响应,第二列矢量

在 $\theta = 14^\circ$ (约 0.24rad) 处具有最大天线响应,第三列矢量在 $\theta = 30^\circ$ (约 0.52rad) 处具有最大天线响应,第四列矢量在 $\theta = 49^\circ$ (约 0.85rad) 处具有最大天线响应,第五列矢量在 $\theta = 90^\circ$ (约 1.57rad) 处具有最大天线响应,第六列矢量在 $\theta = -49^\circ$ (约 -0.85rad) 处具有最大天线响应,第七列矢量在 $\theta = -30^\circ$ (约 -0.52rad) 处具有最大天线响应,并且第八列矢量在 $\theta = -14^\circ$ (约 0.24rad) 处具有最大天线响应。根据本发明,为了便于说明和更好地理解本发明,天线响应可以称为波束。即, DFT_8 可以生成为 0° 、 14° 、 30° 、 49° 、 90° 、 -49° 、 -30° 、或 -14° 的波束。

[0275] 为了形成更密集的波束, DFT 矩阵可以被配置成具有小参考相位。例如, 根据需要, 可以使用等式 31 中所示的过采样 DFT 矩阵。

[0276] [等式 31]

[0277] DFT_{N*a}:

$$D_{N*a}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi kn / (N*a)) \quad , \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad n = 0, 1, \dots, (N*a)-1$$

[0278] 在等式 31 中, N 是 Tx 天线的数量, a 是过采样系数, k 是天线索引, 并且 n 是码本索引。基于等式 31 的码本可以使用 N 个 Tx 天线形成具有不同相位的 (Nxa) 波束。例如, 假设当构建用于 8 个 Tx 天线的 DFT 码本时应用两次过采样, 则可以使用以下等式 32。

[0279] [等式 32]

$$DFT_{16}: D_{16}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{8}} \exp(-j2\pi kn / (8*2)) \quad , \quad k = 0, 1, \dots, 8 \quad n = 0, 1, \dots, 15$$

[0281] 用于 8 个 Tx 天线的 16 个矢量可以使用上述等式 32 构建, 并且可以如图 25 中所示表示相关联的天线响应。

[0282] 等式 31 和等式 32 中所示的码本适用于 ULA 天线配置。

[0283] 另一方面, 作为用于有效地支持双极化天线配置的码本结构, 根据需要, 可以优选使用等式 22、等式 23 至等式 27 中所示的块-对角-形状的码本结构。在使用块-对角-形状的矩阵的情况下, 布置在对角位置的元素可以由支持 4 个 Tx 天线的码本构成。另外, 支持 2 个 Tx 天线的码本可以用于组合两个共极化天线。在该情况下, 作为用于 4 个 Tx 天线的码本和用于 2 个 Tx 天线的码本, 可以使用 DFT- 形状的码本。可替换地, 在 3GPP LTE 版本 8/9 中限定的码本可以如表 4 和表 5 中所示使用。特别地, 当使用 DFT- 形状的码本时, 可以使用以下等式 33 中所示的码本。

[0284] [等式 33]

$$DFT_2: D_2(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn / 2) \quad , \quad k = 0, 1 \quad n = 0, 1$$

$$DFT_4: D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn / 4) \quad , \quad k = 0, 1, 2, 3 \quad n = 0, 1, 2, 3$$

[0287] 在等式 33 中, DFT_2 可以生成 (2x2) 矩阵, 并且 DFT_4 可以生成 (4x4) 矩阵, 如下等式 34 中所示。

[0288] [等式 34]

$$DFT_2: W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$[0290] \quad \text{DFT}_4: W_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix}$$

[0291] 在等式 34 中, W_2 可以由具有两个矢量的矩阵构成, 并且 W_1 可以由具有四个矢量的矩阵构成。当使用等式 34 中所示的 W_1 和 W_2 构建等式 17 中所示的 8 个 Tx 天线码本作为基本码本时, 可以获得以下等式 35。

[0292] [等式 35]

$$[0293] \quad W = W_2 \otimes W_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j & 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j & 1 & j & -1 & -j \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j & -1 & j & 1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j & -1 & -j & 1 & j \end{bmatrix}$$

[0294] 等式 35 中所示的码本作用于 8 个 Tx 天线的码本, 并且可以由包括 8 个矢量的矩阵构成。用于由上述码本的 8 个 Tx 天线构成的 ULA 天线配置的天线响应可以如图 26 所示表示。

[0295] 参考图 26, 通过 DFT_4 和 DFT_2 的组合获得的码本仅具有四个天线响应, 反之其具有 8 个元素, 因为由两个码本构成的码本元素相互之间的相位为 90 度。能够由两个基本矩阵的任一个矩阵元素表示的最小相位值可以被确定为能够由码本表示的天线响应的最小间隔。DFT_4 可以表示 90° 的相位, 并且 DFT_2 可以扩展至 180° 的相位。从而, 假设使用具有用于 4 个 Tx 天线码本的更密间隔的 DFT_8, 能够被表示的频率响应的间隔增加。可以如以下等式 36 所示生成具有根据等式 31 的已经两次过采样的 4 个 Tx 天线码本。

[0296] [等式 36]

$$[0297] \quad \text{DFT}_8: D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/8), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,7$$

[0298] 在等式 36 中, DFT_8 可以生成 (4×8) 矩阵, 如以下等式 37 中所示。

[0299] [等式 37]

$$[0300] \quad W_1 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} e^{j0 \cdot 0/8} & e^{j0 \cdot 1/8} & e^{j0 \cdot 2/8} & e^{j0 \cdot 3/8} & e^{j0 \cdot 4/8} & e^{j0 \cdot 5/8} & e^{j0 \cdot 6/8} & e^{j0 \cdot 7/8} \\ e^{j1 \cdot 0/8} & e^{j1 \cdot 1/8} & e^{j1 \cdot 2/8} & e^{j1 \cdot 3/8} & e^{j1 \cdot 4/8} & e^{j1 \cdot 5/8} & e^{j1 \cdot 6/8} & e^{j1 \cdot 7/8} \\ e^{j2 \cdot 0/8} & e^{j2 \cdot 1/8} & e^{j2 \cdot 2/8} & e^{j2 \cdot 3/8} & e^{j2 \cdot 4/8} & e^{j2 \cdot 5/8} & e^{j2 \cdot 6/8} & e^{j2 \cdot 7/8} \\ e^{j3 \cdot 0/8} & e^{j3 \cdot 1/8} & e^{j3 \cdot 2/8} & e^{j3 \cdot 3/8} & e^{j3 \cdot 4/8} & e^{j3 \cdot 5/8} & e^{j3 \cdot 6/8} & e^{j3 \cdot 7/8} \end{bmatrix}$$

[0301] 每个都由 4 个元素构成的 8 个矢量由等式 37 表示。等式 37 中所示的矩阵还可以具有相移的对角矩阵组合, 如以下等式 38 中所示。

[0302] [等式 38]

[0303]

$$W_1 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} e^{j0.4-m/8} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j1.4-m/8} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j2.4-m/8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j3.4-m/8} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j0.0/8} & e^{j0.1/8} & e^{j0.2/8} & e^{j0.3/8} \\ e^{j1.0/8} & e^{j1.1/8} & e^{j1.2/8} & e^{j1.3/8} \\ e^{j2.0/8} & e^{j2.1/8} & e^{j2.2/8} & e^{j2.3/8} \\ e^{j3.0/8} & e^{j3.1/8} & e^{j3.2/8} & e^{j3.3/8} \end{bmatrix}, m=0,1$$

[0304] 已经过采样两次的 4 个 Tx 天线码本(即,等式 36 的 DFT_8)被用作单个基本矩阵(W_1),并且被配置成使用 DFT_2 的 2 个 Tx 天线码本(即,等式 33 的 DFT_2)被用作另一个基本矩阵(W_2)。使用等式 17 生成的 8 个 Tx 天线码本可以由以下等式 39 表示。

[0305] [等式 39]

$$[0306] \text{ DFT}_2: W_2 = D_2(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/2), \quad k=0,1 \quad n=0,1$$

$$[0307] \text{ DFT}_8: W_1 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/8), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,7$$

$$[0308] W = W_2 \otimes W_1$$

[0309] 可以如图 27 中所示表示用于由等式 39 获得的 8 个 Tx 天线码本的天线响应。

[0310] 图 27 中所示的天线响应与图 24 中所示的天线响应(示出等式 29 的 8 个 Tx 天线码本的天线响应)相同。通过等式 39 获得的 8 个 Tx 天线码本由 16 个矢量构成,并且通过等式 29 获得的其他 8 个 Tx 天线码本由 8 个矢量获得。等式 39 的码本中的 8 个矢量可以与等式 29 的码本中的 8 个矢量完全相同,或者等式 39 的码本的所有元素(即,8 个矢量)的符号被反转(即,‘+’被反转为‘-’,并且‘-’被反转为‘+’),使得等式 39 的码本的反转结果对应于等式 29 的码本。从而,根据需要,等式 39 的码本的天线响应可以与等式 29 的码本的天线响应相同。另外,8 个附加矢量在等式 39 中示出,并且由 8 个附加矢量形成的波束具有两个小尺寸的天线响应。

[0311] 在以下等式 40 至等式 53 中所示的基本码本可以根据过采样因素限定。

[0312] [等式 40]

$$[0313] \text{ DFT}_2: W_2 = D_2(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/2), \quad k=0,1 \quad n=0,1$$

$$[0314] \text{ DFT}_{12}: W_1 = D_{12}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/12), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,11$$

[0315] [等式 41]

$$[0316] \text{ DFT}_2: W_2 = D_2(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/2), \quad k=0,1 \quad n=0,1$$

$$[0317] \text{ DFT}_{16}: W_1 = D_{16}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/16), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,15$$

[0318] [等式 42]

$$[0319] \text{ DFT}_4: W_2 = D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/4), \quad k=0,1 \quad n=0,1,2,3$$

$$[0320] \text{ DFT}_4: D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/4), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,2,3$$

[0321] [等式 43]

$$[0322] \quad \text{DFT}_4: W_2 = D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/4) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,2,3$$

$$[0323] \quad \text{DFT}_8: W_1 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,7$$

[0324] [等式 44]

$$[0325] \quad \text{DFT}_4: W_2 = D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/4) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,2,3$$

$$[0326] \quad \text{DFT}_{12}: W_1 = D_{12}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/12) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,11$$

[0327] [等式 45]

$$[0328] \quad \text{DFT}_4: W_2 = D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/4) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,2,3$$

$$[0329] \quad \text{DFT}_{16}: W_1 = D_{16}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/16) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,15$$

[0330] [等式 46]

$$[0331] \quad \text{DFT}_8: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,7$$

$$[0332] \quad \text{DFT}_4: D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/4) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,2,3$$

[0333] [等式 47]

$$[0334] \quad \text{DFT}_8: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,7$$

$$[0335] \quad \text{DFT}_8: W_1 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,7$$

[0336] [等式 48]

$$[0337] \quad \text{DFT}_8: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,7$$

$$[0338] \quad \text{DFT}_{12}: W_1 = D_{12}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/12) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,11$$

[0339] [等式 49]

$$[0340] \quad \text{DFT}_8: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,7$$

$$[0341] \quad \text{DFT}_{16}: W_1 = D_{16}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/16) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,15$$

[0342] [等式 50]

$$[0343] \quad \text{DFT}_{16}: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/16) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,15$$

$$[0344] \quad \text{DFT}_4: D_4(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/4) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,2,3$$

[0345] [等式 51]

$$[0346] \quad \text{DFT}_{16}: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/16) \quad , \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,15$$

$$[0347] \quad \text{DFT}_8: W_1 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/8) \quad , \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,7$$

[0348] [等式 52]

$$[0349] \text{ DFT}_{16}: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/16), \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,15$$

$$[0350] \text{ DFT}_{12}: W_1 = D_{12}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/12), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,11$$

[0351] [等式 53]

$$[0352] \text{ DFT}_{16}: W_2 = D_8(k, n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-j2\pi kn/16), \quad k=0,1 \quad n=0,1,\dots,15$$

$$[0353] \text{ DFT}_{16}: W_1 = D_{16}(k, n) = \frac{1}{\sqrt{4}} \exp(-j2\pi kn/16), \quad k=0,1,2,3 \quad n=0,1,\dots,15$$

[0354] 等式 40 至等式 53 示出当过采样被应用至基本码本时生成的码本格式。等式 40 至等式 53 可以以矩阵格式表示。另外,根据需要,等式 40 至等式 53 还可以与相位对角矩阵组合。

[0355] 由过采样后的基本矩阵的组合生成的码本可以由高分辨率码本构成。上述码本可以由形成更密波束的码本构成。与以上说明相关联,虽然反馈开销减少,但波束分辨率未大幅劣化。从基本矩阵或通过两个基本矩阵(即,应用于基本矩阵或码本索引的子采样)的组合形成的码本排除一些索引,使得对除了一些索引之外的剩余索引执行反馈,并且可以根据反馈结果确定预编译器。

[0356] 假设从两个基本矩阵中的特定矩阵选择预编译器,则从其他基本矩阵中选择预编译器可以取决于先前选择的预编译器。

[0357] 图 28 至图 43 图示利用用于两个基本矩阵中的每个的过采样因素改变的天线响应。假设用于第一基本矩阵的过采样因素由 OS1 (OS1 = 1、2、3、或 4) 表示,并且第二基本矩阵的过采样因素由 OS2 (OS2=1、2、3 或 4) 表示,各个组合的天线响应(在图 28 至图 43 中所示的)可以由以下表 8 表示。例如,假设用于第一基本矩阵的过采样因素由 OS1=3 表示,并且用于第二基本矩阵的过采样因素由 OS2=2 表示,可以获得图 37 中所示的天线响应。

[0358] [表 8]

	OS1				
		1	2	3	4
OS2					
[0359]	1	图 28	图 32	图 36	图 40
	2	图 29	图 33	图 37	图 41
	3	图 30	图 34	图 38	图 42
	4	图 31	图 35	图 39	图 43

[0360] 根据本发明的上述实施例,当使用两个基本矩阵构建应用至最多 8 个 Tx 天线传输的预编译器码本时,可以减少反馈开销,并且可以获得高性能码本。另外,可以提供能够以各种天线配置保证优越性能的码本。

[0361] 图 44 是根据本发明的实施例的示出 MIMO 传输和接收方法的流程图。以下将参考图 44 描述根据本发明的实施例的 UL MIMO 传输和接收方法。

[0362] 参考图 44, 在步骤 S4410 中, 用户设备 (UE) 可以将第一 PMI 和第二 PMI 发射到基站 (BS), 并且 BS 可以接收第一和第二 PMI。在步骤 S4410 之前, UE 可以通过测量来自 BS 的 DL 信道生成信道状态信息 (CSI) (例如, RI/PMI/CQI)。在步骤 S4410 中, UE 可以将 PMI 发射至 BS 作为 CSI 反馈。为了防止通过增加的 Tx 天线 (最多 8 个 Tx 天线) 导致的反馈信息的开销增加, 来自 BS 的 DL MIMO 传输可以使用两个不同 PMI (第一和第二 PMI) 的组合指示将用于 DL 传输的预编译矩阵。

[0363] 在步骤 S4420 中, BS 可以使用码本确定通过第一 PMI 和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵。这样的码本可以根据本发明的各种示例构建。在步骤 S4430 中, BS 可以将 DL 信号映射至 R 层 (其中, $1 \leq R \leq 8$)。层的数量 R 是秩值。在步骤 S4440 中, BS 能够执行预编译。预编译可以对应于用于将 Tx 层映射至天线的操作。在步骤 S4420 中, BS 可以使用所决定的预编译矩阵, 将通过 R 层发射的 DL 信号映射至 Tx 天线。

[0364] 在步骤 S4450 中, BS 可以将预编译的 DL 信号 (即, 映射至 Tx 天线的信号) 发射至 UE, 并且 UE 可以从 BS 接收预编译的 DL 信号。在执行步骤 S4460 之后, UE 使用与应用至 BS 的预编译矩阵相同的预编译矩阵执行所接收的 DL 信号的处理, 使得其可以恢复下行链路信号。例如, UE 执行将预编译矩阵的厄米共轭 (Hermitian) 矩阵乘以所接收的 DL 信号执行逆预编译, 使得其可以恢复下行链路信号。

[0365] 将参考步骤 S4420 描述由 BS 使用 (或在 BS 中预先存储) 的码本的示例。例如, 假设 BS 包括 $2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线 (其中, N 是自然数)。例如, BS 可以包括 8 个 Tx 天线。

[0366] 在该情况下, 用于通过 $2 \cdot N$ 个发射 (Tx) 天线的 MIMO 传输的码本可以包括用于偶数 R 的等式 54 中所示的矩阵。

[0367] [等式 54]

$$[0368] \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_1 \\ a\mathbf{W}_1 & -a\mathbf{W}_1 \end{bmatrix}$$

[0369] 等式 54 的矩阵具有与等式 12 相关的特征。例如, a 是用于调节相对相位的特定值。另外, 由于 \mathbf{W}_2 具有如等式 12 中所示的 2×2 的大小, 所以 \mathbf{W}_1 可以由对应于 Tx 天线的数量的一半的 N 行构成, 或者可以由对应于 Tx 天线的数量 (秩) 的一半的 R/2 列构成。换句话说, \mathbf{W}_1 可以由 $N \times (R/2)$ 大小的矩阵构成。另外, \mathbf{W}_1 可以由 DFT 矩阵构成。例如, \mathbf{W}_1 可以由用于表 4 中所示的 4 个 Tx 天线的码本的矩阵构成。

[0370] 如果 R 是偶数, 则 \mathbf{W}_1 可以由矩阵 $[v_1 \cdots v_{(R/2)}]$ 构成。即, \mathbf{W}_1 可以由 R/2 列矢量构成。例如, \mathbf{W}_1 可以由两个列矢量 $[v_1 v_2]$ 构成。在该情况下, \mathbf{W}_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵, 并且 $v_1 \cdots v_{(R/2)}$ 中的每个都可以由 $(N \times 1)$ 矩阵构成。另外, $v_1 \cdots v_{(R/2)}$ 中的每个可以由 DFT 矩阵构成。

[0371] 从而, 假设 Tx 层的数量是 4 (即, $R=4$), \mathbf{W}_1 可以由以下等式 55 表示。 \mathbf{W}_1 可以具有与表 6 中所示的秩 4 的码本相同的格式。

[0372] [等式 55]

$$[0373] \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 \\ a \cdot \mathbf{v}_1 & a \cdot \mathbf{v}_2 & -a \cdot \mathbf{v}_1 & -a \cdot \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}$$

[0374] 另外, 根据本发明的示例的码本可以具有嵌套特性。例如, 假设 Tx 层的数量由

$3 \leq R \leq 7$ 表示, 则用于 R 层的预编译矩阵可以由 (R+1) 层的预编译矩阵的列子集构成。例如, 如表 6 中所示, 秩 7 的码本可以被配置成从秩 8 的码本排除一列, 并且秩 5 的码本可以被配置成从秩 6 的码本排除一列。可替换地, 秩 3 的码本可以被配置成从秩 4 的码本排除一列。

[0375] 与用于发射 / 接收如图 44 中所示的基于码本的信号的方法相关联, 在上述实施例中描述的内容可以被相互独立地使用或者两个或更多实施例可以被同时应用, 并且为了说明的方便和清楚起见, 可以省略相同的部分。

[0376] 另外, 本发明的原理还可以应用至根据本发明的 UL MIMO 传输和接收, 不仅与基站 (BS) 和中继节点 (RN) (用于在回程上行链路和回程下行链路中使用) 之间的 MIMO 传输, 而且与 RN 和 UE (用于在接入上行链路和接入下行链路中使用) 之间的 MIMO 传输相关联。

[0377] 图 45 是根据本发明的实施例的 BS 装置和 UE 装置的框图。

[0378] 参考图 11, BS (或 eNB) 装置 4510 可以包括接收 (Rx) 模块 4511、传输 (Tx) 模块 4512、处理器 4513、存储器 4514、以及多个天线 4515。多个天线 4515 可以包含在支持 MIMO 传输和接收的 BS 装置中。接收 (Rx) 模块 4511 可以在从 UE 开始的上行链路上接收各种信号、数据和信息。传输 (Tx) 模块 4512 可以在用于 UE 的下行链路上发射各种信号、数据和信息。处理器 4513 可以为 BS 装置 4510 提供整体控制。

[0379] 可以构建成根据本发明的一个实施例的 BS 装置 4510 以通过 $2 \cdot N$ (N 为自然数) 个 Tx 天线发射下行链路信号。BS 装置的存储器 4514 可以存储包括预编译矩阵的码本。BS 装置的处理器 4513 可以被配置成通过 Rx 模块 4511 从 UE 接收第一和第二 PMI。处理器 4513 可以被配置成从存储在存储器 4514 中的码本决定由第一和第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵。处理器 4513 可以被配置成将 DL 信号映射至 R 层 (其中, $1 \leq R \leq 8$)。处理器 4513 可以被配置成使用预编译矩阵预编译映射至 R 层的 DL 信号。通过 Tx 模块 4512, 处理器 4513 可以被配置成在 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线上将预编译信号发射至 UE。在该情况下, 当 R 是偶数时, 预存储的码本可以包括等式 54 的预编译矩阵。如等式 54 中所示, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵, 并且 a 是关于相位的系数。

[0380] BS 装置 4510 的处理器 4513 处理在 BS 装置 4510 处接收的信息和传输信息。存储器 4514 可以存储处理的信息预定时间。存储器 4514 可以用诸如缓冲器 (未示出) 的组件代替。

[0381] 参考图 45, UE 装置 4520 可以包括接收 (Rx) 模块 4521、传输 (Tx) 模块 4522、处理器 4523、存储器 4524、以及多个天线 4525。多个天线 4525 可以包含在支持 MIMO 传输和接收的 UE 装置中。接收 (Rx) 模块 4521 可以在从 eNB 开始的下行链路上接收各种信号、数据和信息。传输 (Tx) 模块 4522 可以在用于 eNB 的上行链路上发射多种信号、数据和信息。处理器 4523 可以给 UE 装置 4520 提供整体控制。

[0382] 根据本发明的一个实施例的 UE 装置 4520 可以被构建为处理从包括 $2 \cdot N$ (N 是自然数) 个 Tx 天线的 BS 装置 4510 发射的下行链路信号。UE 装置的存储器 4524 可以存储包括预编译矩阵的码本。UE 装置的处理器 4523 可以被配置成通过 Rx 模块 4521 将指示选自存储在存储器 4524 中的码本的预编译矩阵的第一和第二 PMI 发射至 BS 装置 4510。处理器 4523 可以被配置成通过 Rx 模块 4521 接收在 $2 \cdot N$ 个 Tx 天线上发射的 DL 信号。更详细地, DL 信号通过 BS 装置 4510 映射至 R 层 (其中, $1 \leq R \leq 8$), 并且然后通过由第一 PMI 和

第二 PMI 的组合指示的预编译矩阵进行预编译。处理器 4523 可以被配置成使用预编译矩阵处理 DL 信号。在该情况下,当 R 是偶数时,预先存储的码本可以包括等式 54 的预编译矩阵。如等式 54 中所示, W_1 是 $N \times (R/2)$ 矩阵,并且 a 是关于相位的系数。

[0383] UE 装置 4520 的处理器 4523 处理在 UE 装置 4520 处接收的信息和传输信息。存储器 4524 可以存储处理的信息预定时间。存储器 4524 可以用诸如缓冲器(未示出)的组件代替。

[0384] 可以实现以上 eNB 和 UE 装置的特定配置,使得可以独立地执行本发明的各种实施例,或者同时执行本发明的两个或更多实施例。为了清楚起见,在此不描述冗余问题。

[0385] 图 45 中所示的 BS 装置 4510 还可以应用至用作 DL 传输实体或 UL 接收实体的中继节点(RN),并且图 45 中所示的 UE 装置 4520 还可以应用至用作 DL 接收实体或 UL 传输实体的中继节点(RN)。

[0386] 本发明的上述实施例可以通过多种装置实现,例如,硬件、固件、软件或它们的组合。

[0387] 在通过硬件实现本发明的情况下,本发明可以利用专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理设备(DSPD)、可编程逻辑器件(PLD)、场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器等实现。

[0388] 如果本发明的操作或功能通过固件或软件实现,则本发明可以以各种格式的形式实现,例如,模块、过程、功能等。软件代码可以存储在存储单元中,使得其可以由处理器驱动。存储器单元位于处理器的内部或外部,使得其可以经由各种众所周知的部件与前述处理器通信。

[0389] 给出本发明的示例性实施例的详细说明以使本领域技术人员实现和实践本发明。虽然已经参考示例性实施例描述了本发明,但是本领域技术人员将想到,可以在不脱离在所附权利要求中描述的本发明的精神和范围的情况下,在本发明中做出多种修改和改变。例如,本领域技术人员可以相互结合地使用在以上实施例中描述的每种结构。从而,本发明不应该限于在此描述的特定实施例,而是应该符合与在此披露的原理和新特征一致的最广泛范围。

[0390] 本领域技术人员将想到,本发明可以以除了在此阐述的那些之外的其他特定方式实现,而不脱离本发明的精神和实质特征。从而,以上示例性实施例将在所有方面被解释为示例性的并且不是限制性的。本发明的范围应该由所附权利要求和它们的合法等价物确定,而不通过以上说明确定,并且落入所附权利要求的意义和等价范围内的所有改变都旨在包括于此。而且,在所附权利要求中未明确地阐述的权利要求可以被组合作为本发明的示例性实施例或者被包括作为在提交申请之后的随后修改的新权利要求,这对于本领域技术人员来说是显而易见的。

[0391] 【工业适用性】

[0392] 本发明的实施例可应用至各种移动通信系统。

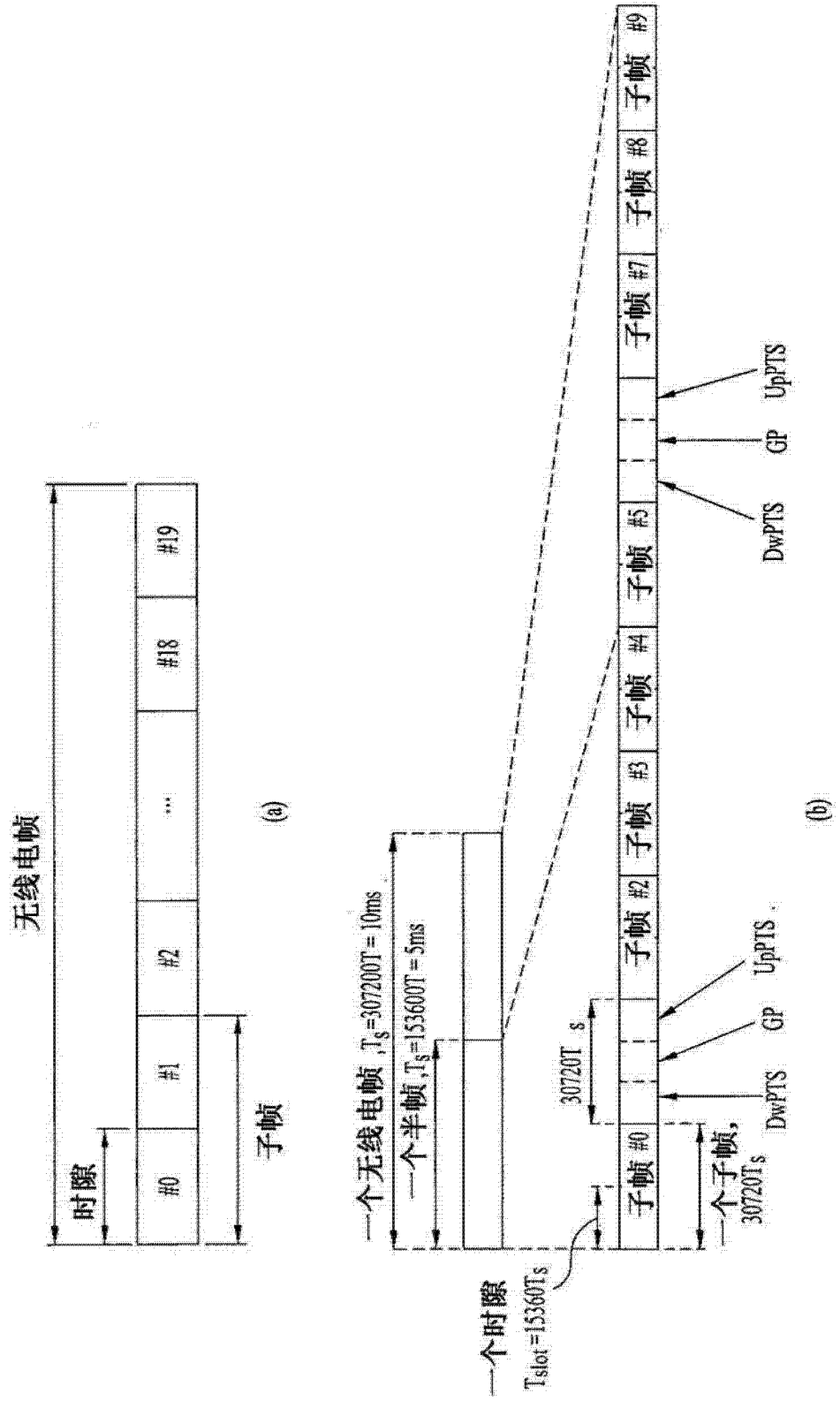


图 1

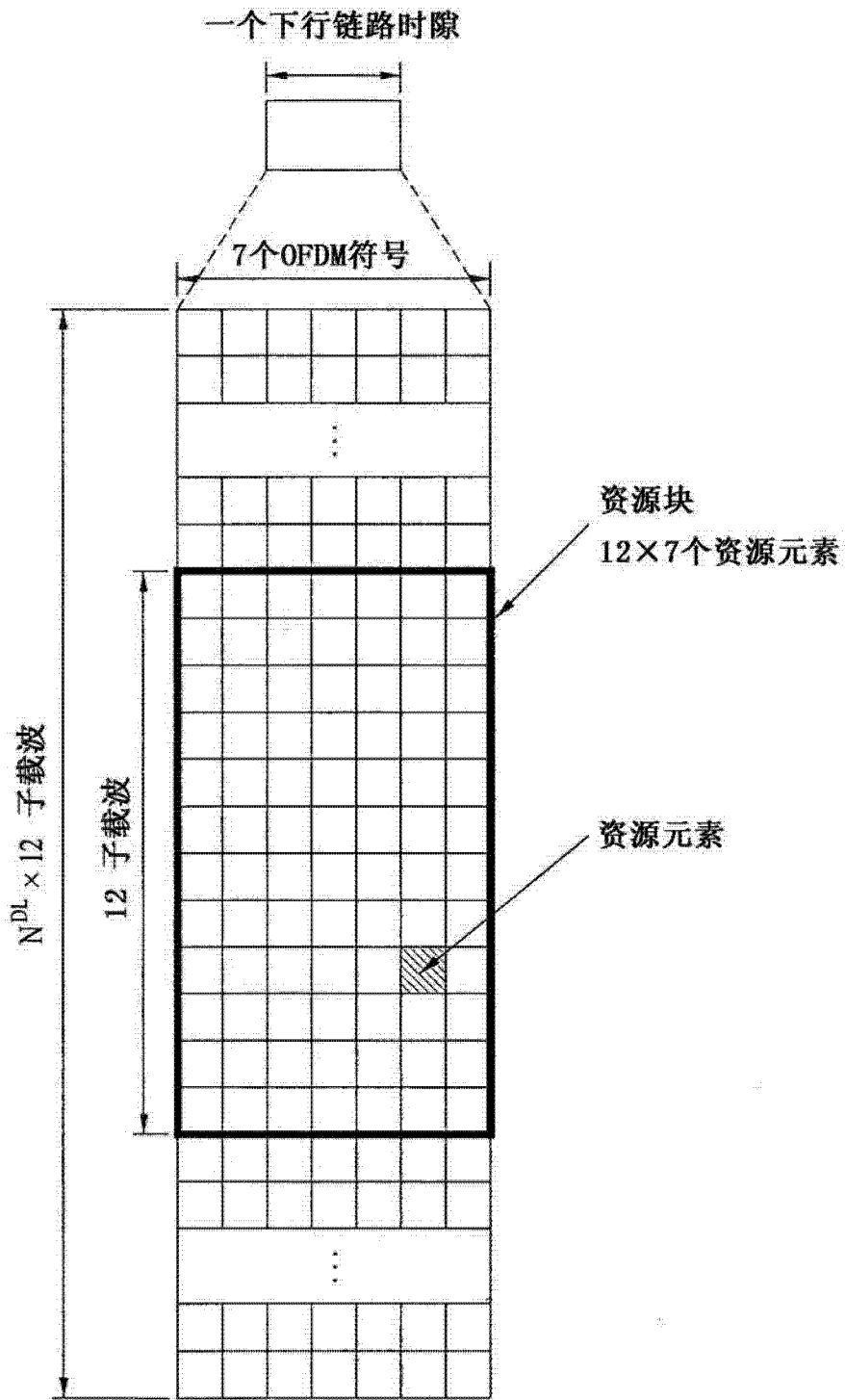


图 2

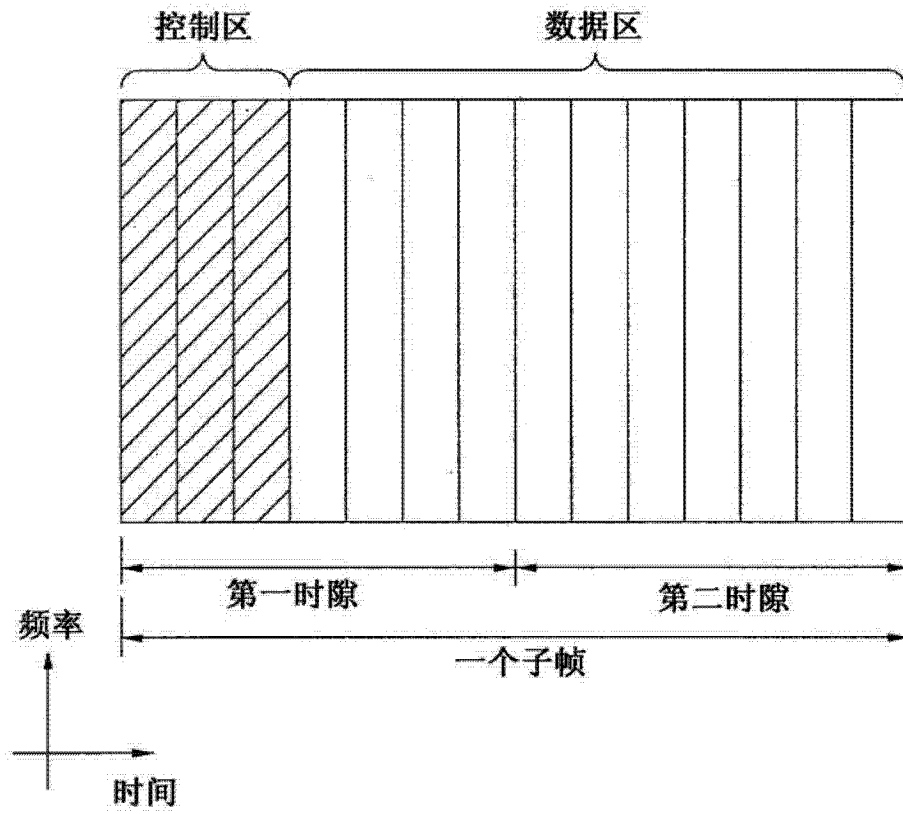


图 3

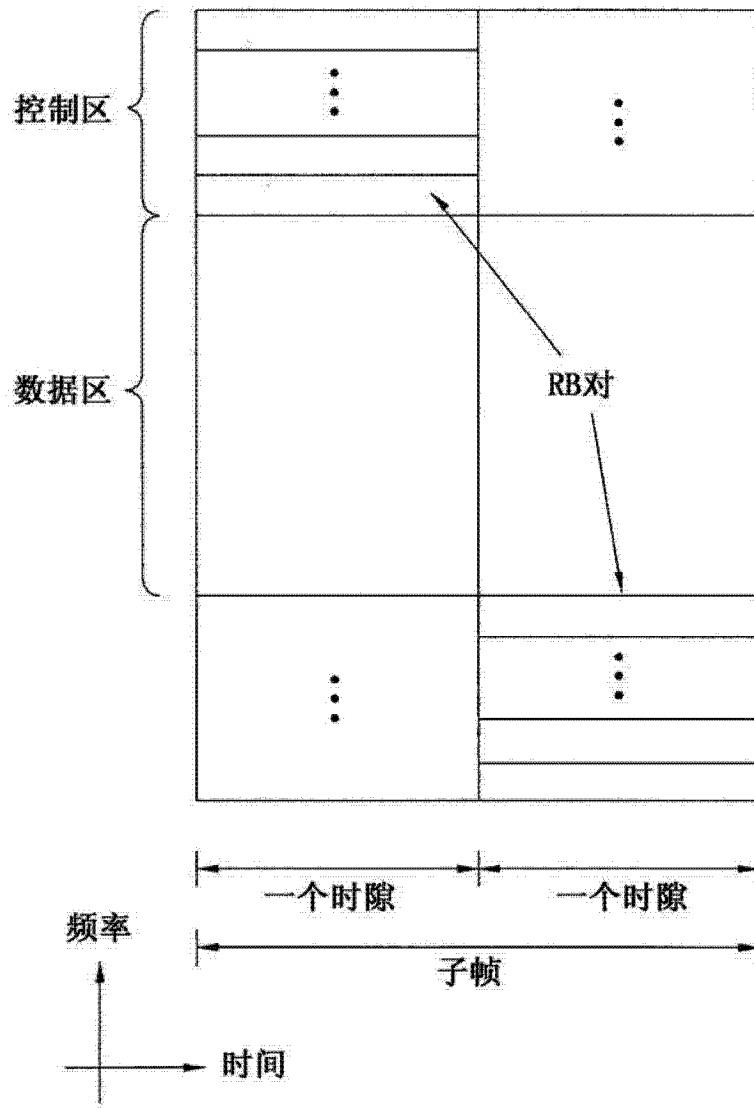


图 4

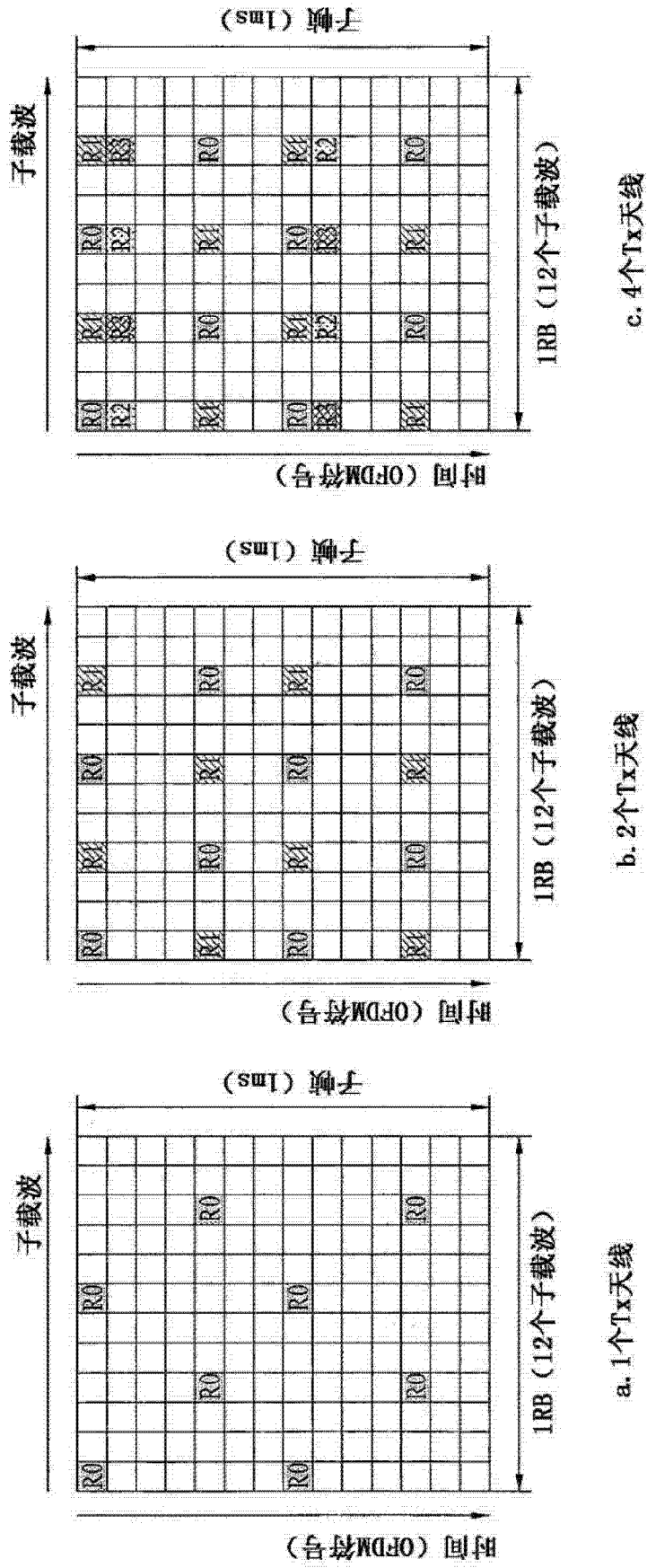


图 5

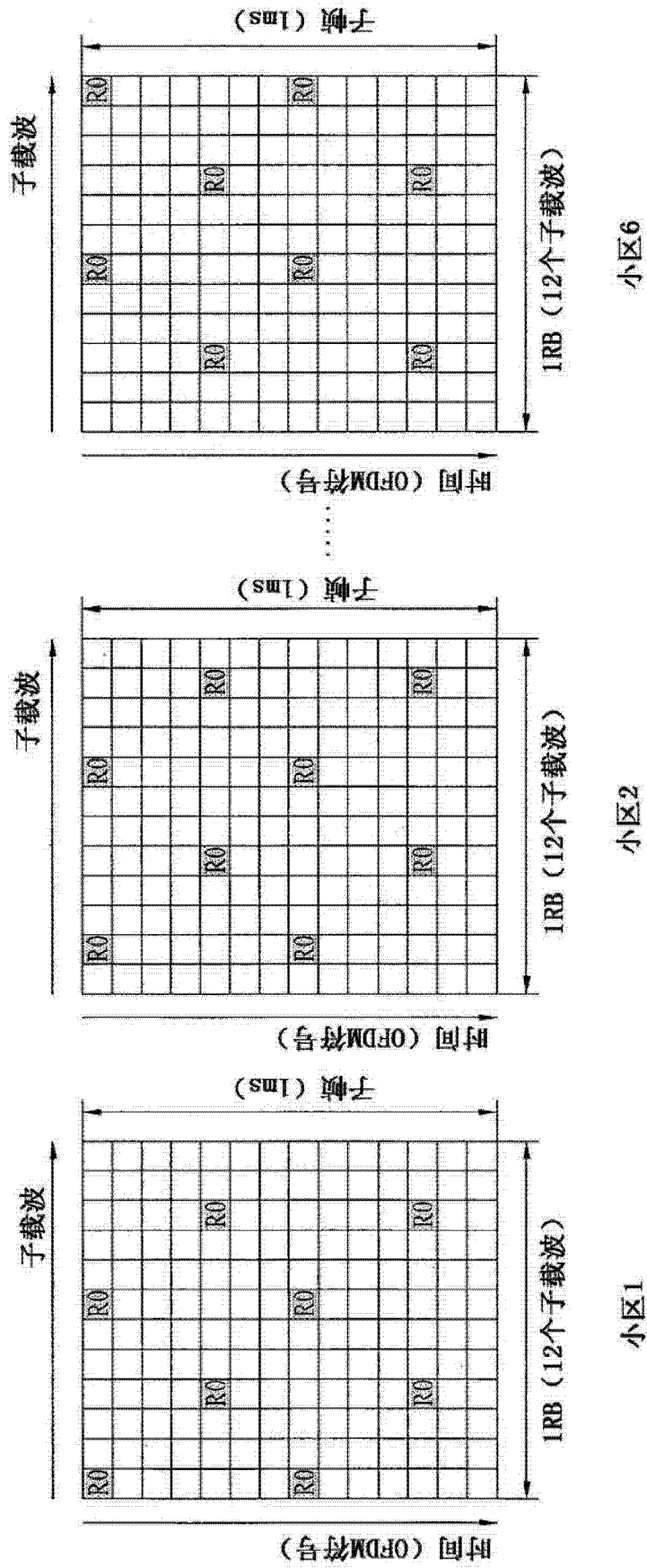


图 6

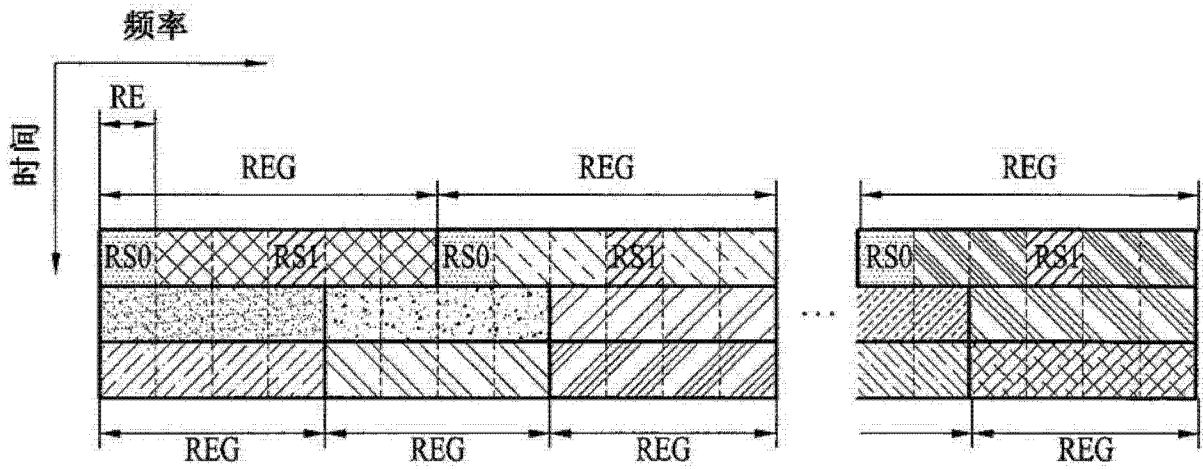


图 7

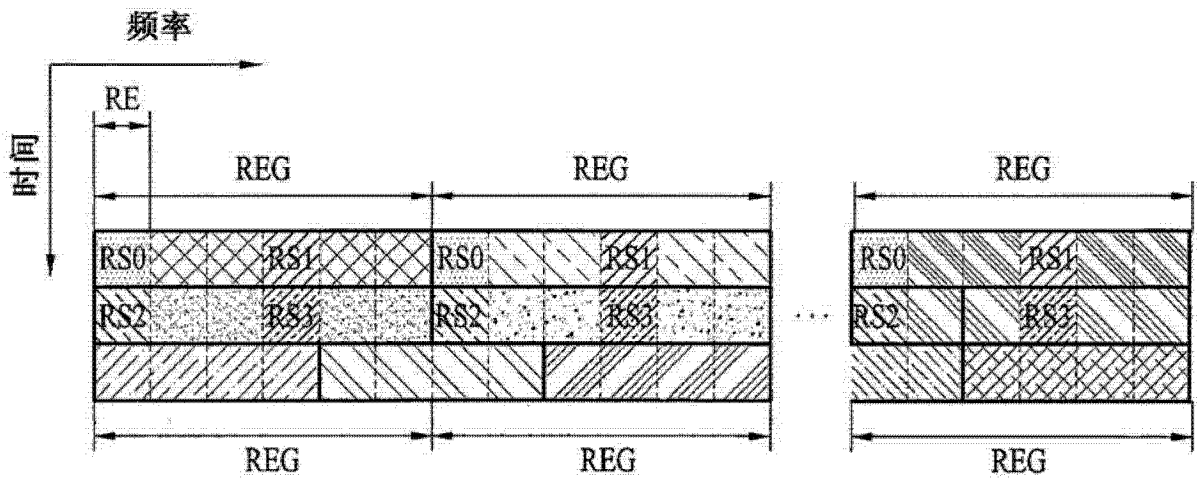


图 8

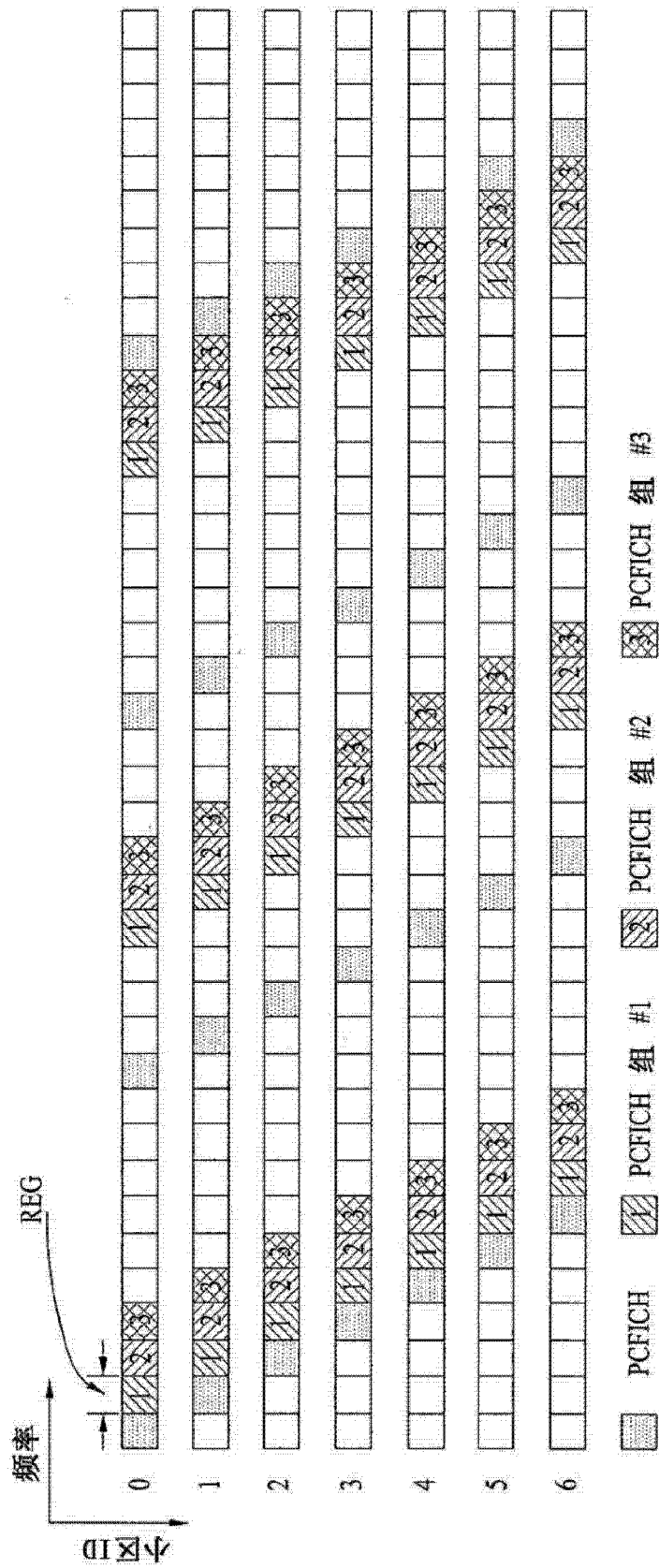


图 10

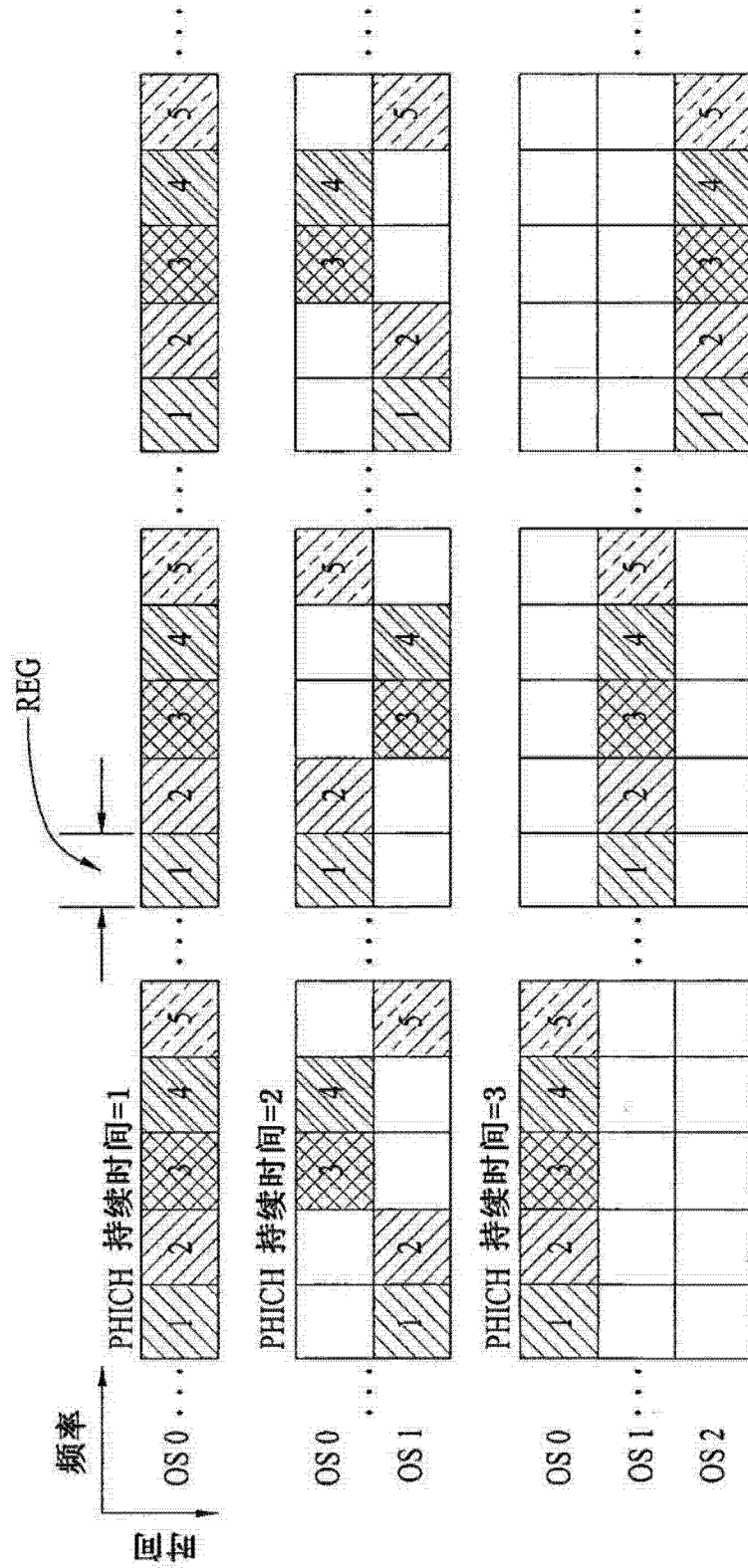


图 11

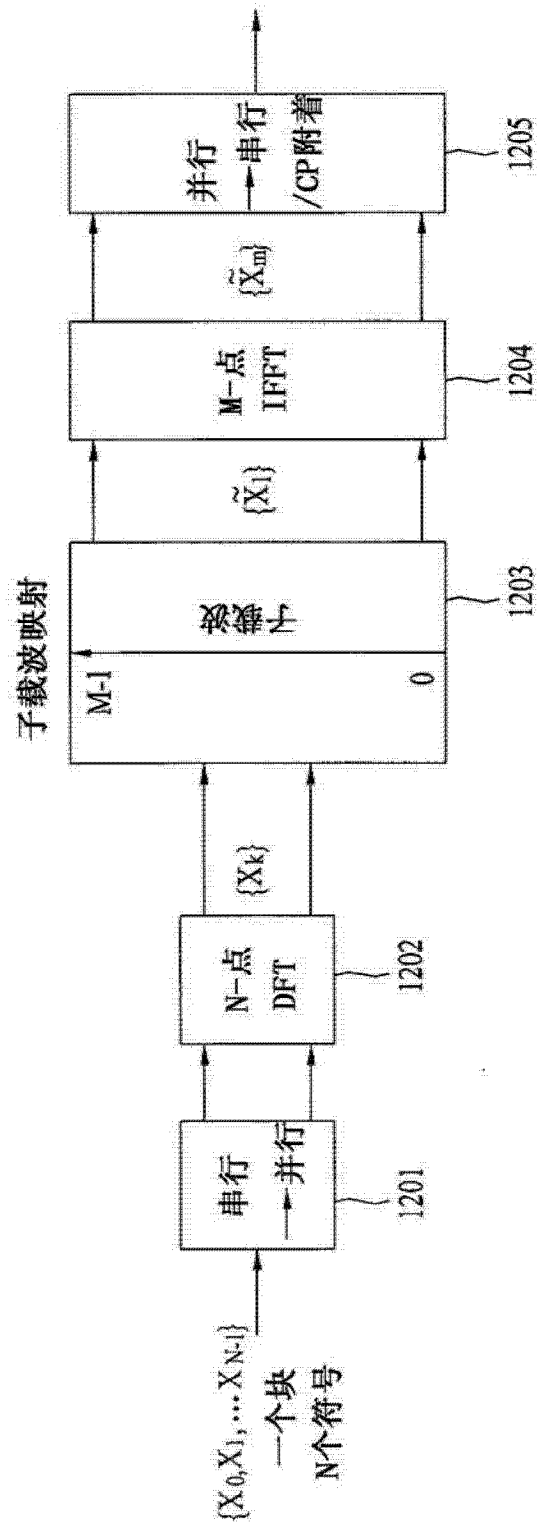


图 12

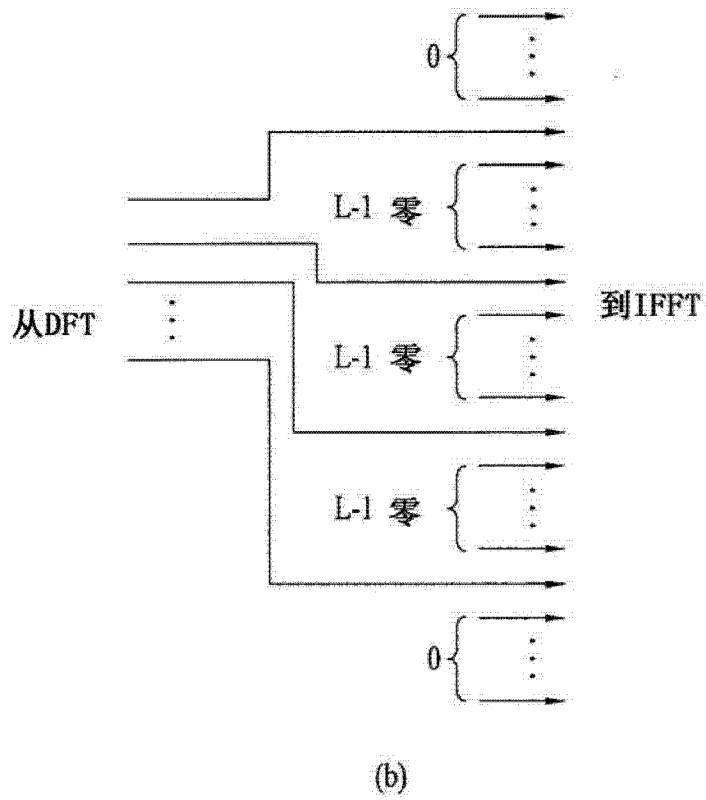
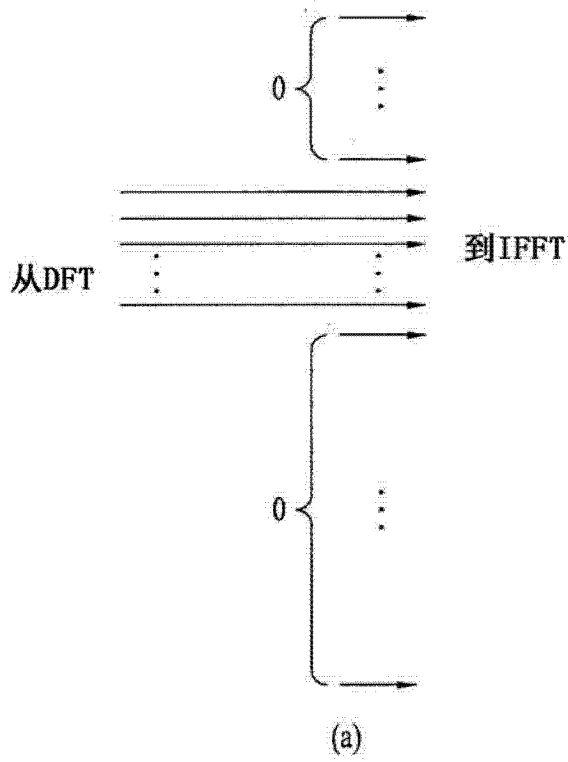
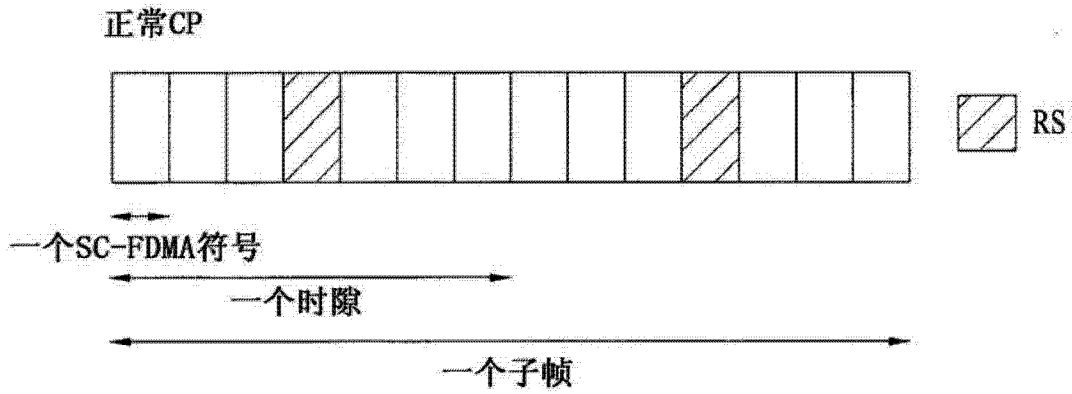


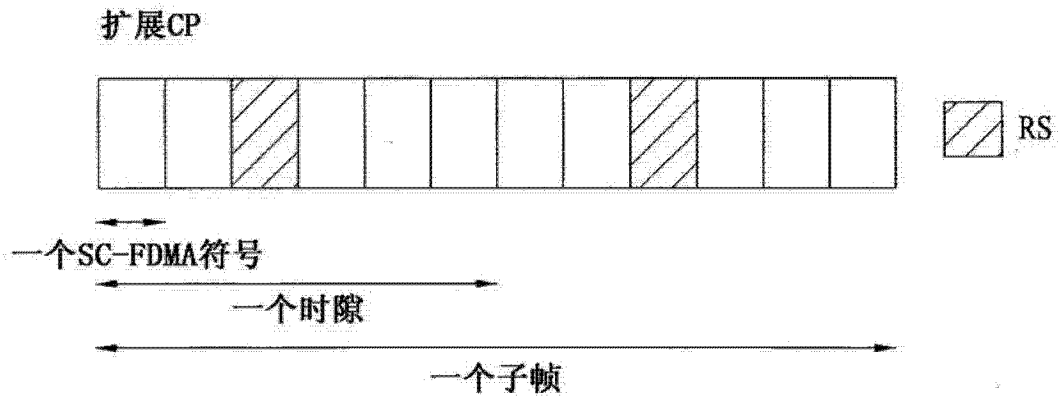
图 13



图 14



(a)



(b)

图 15

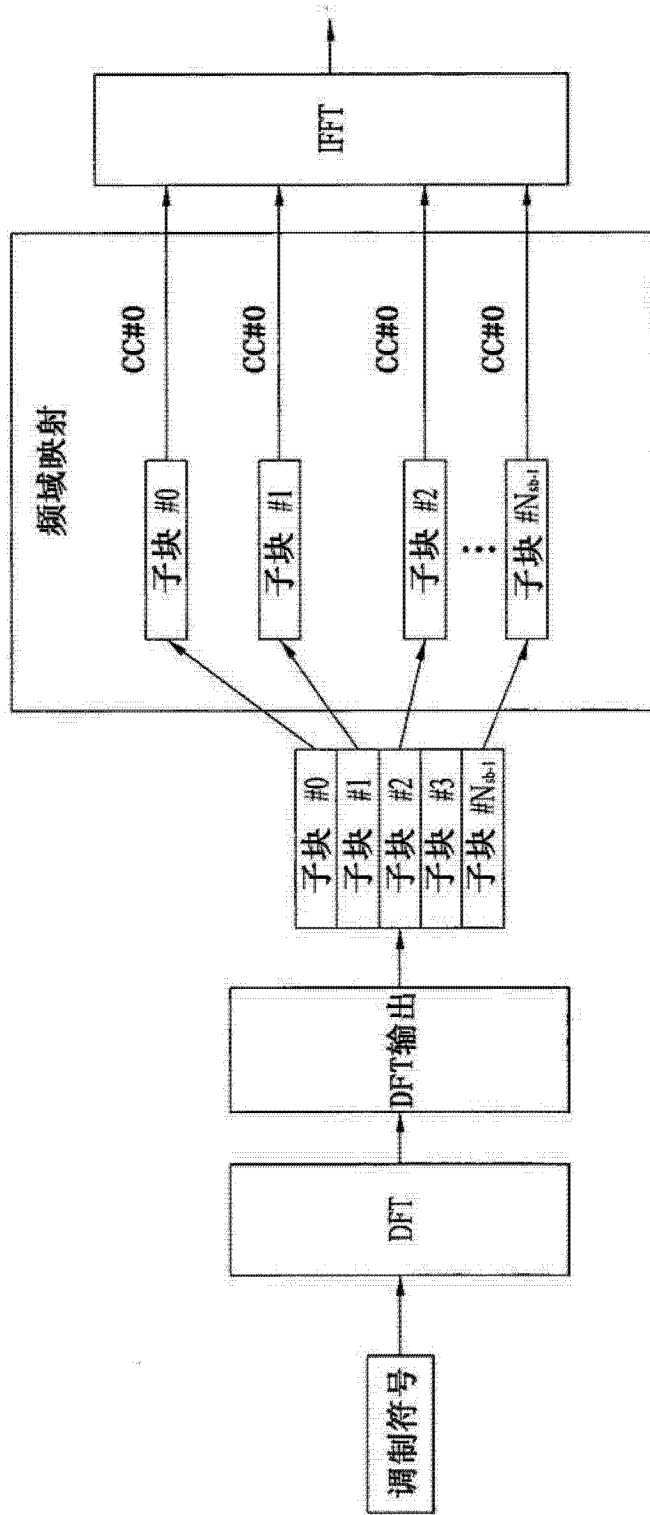


图 16

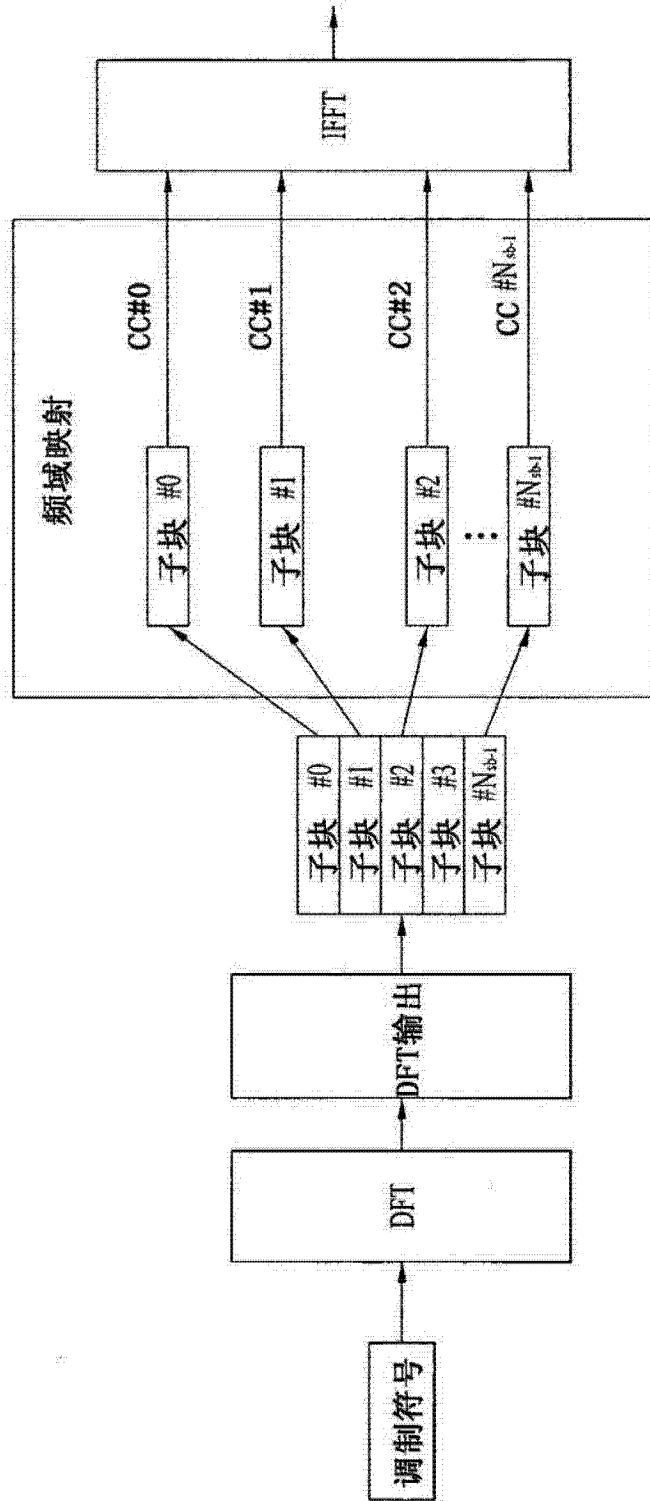


图 17

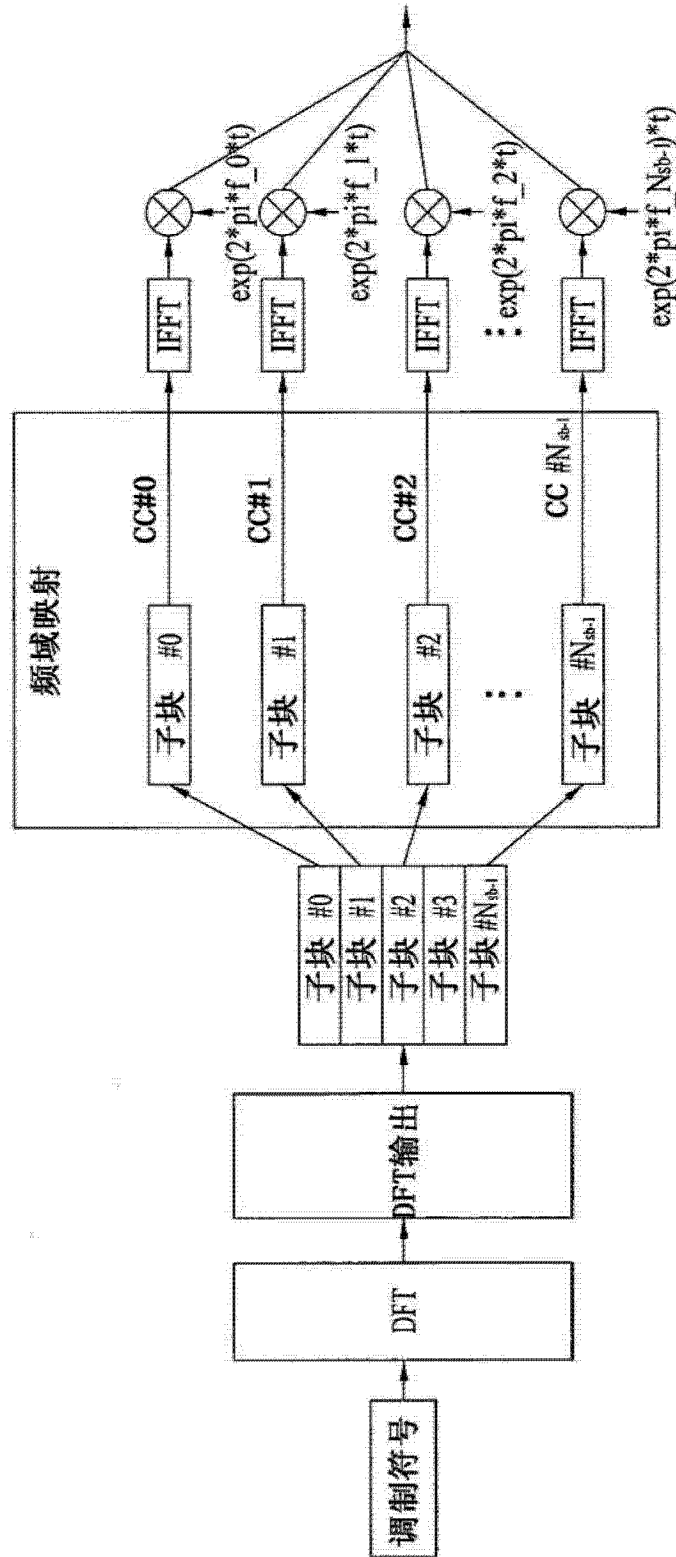


图 18

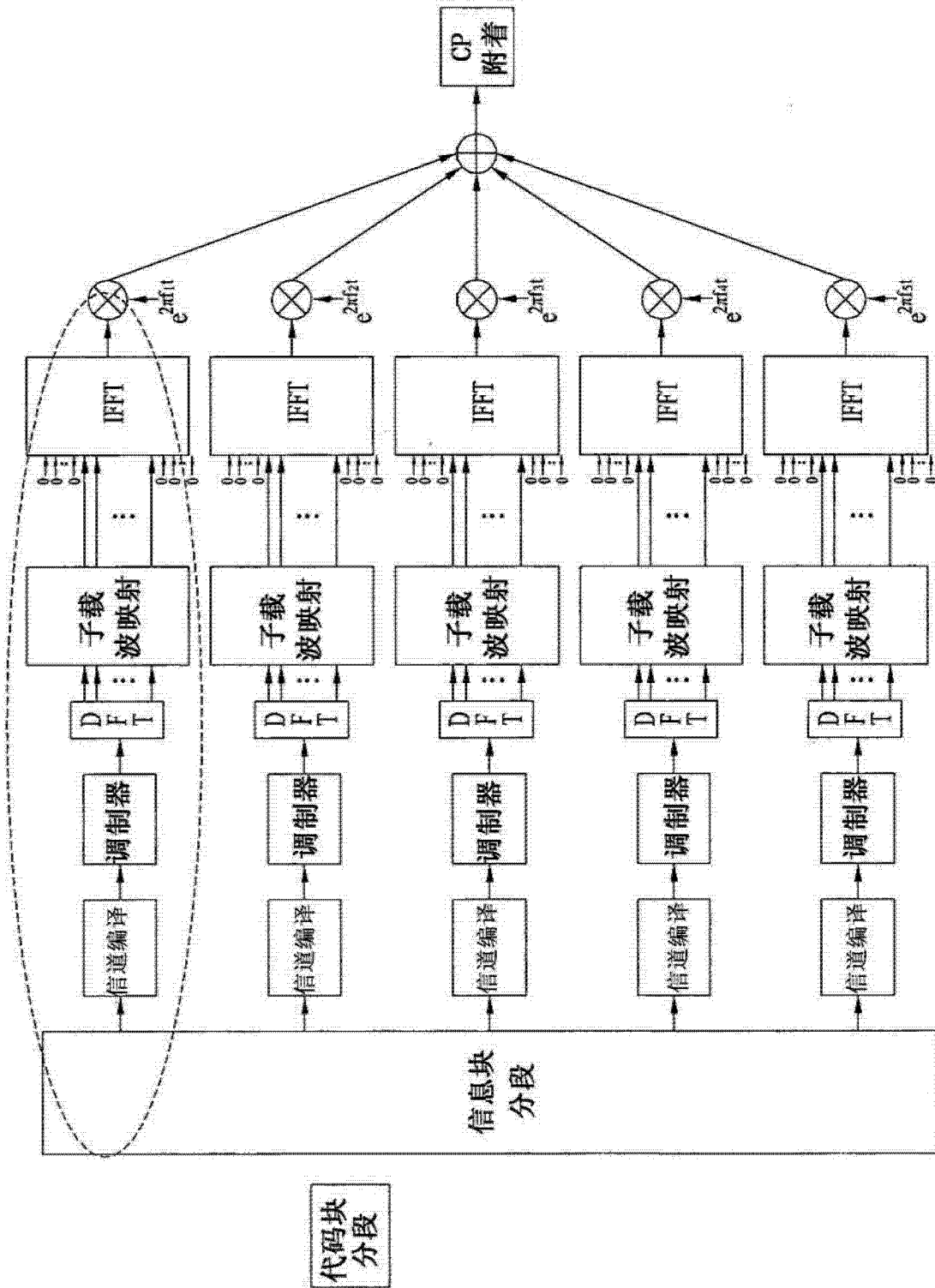


图 19

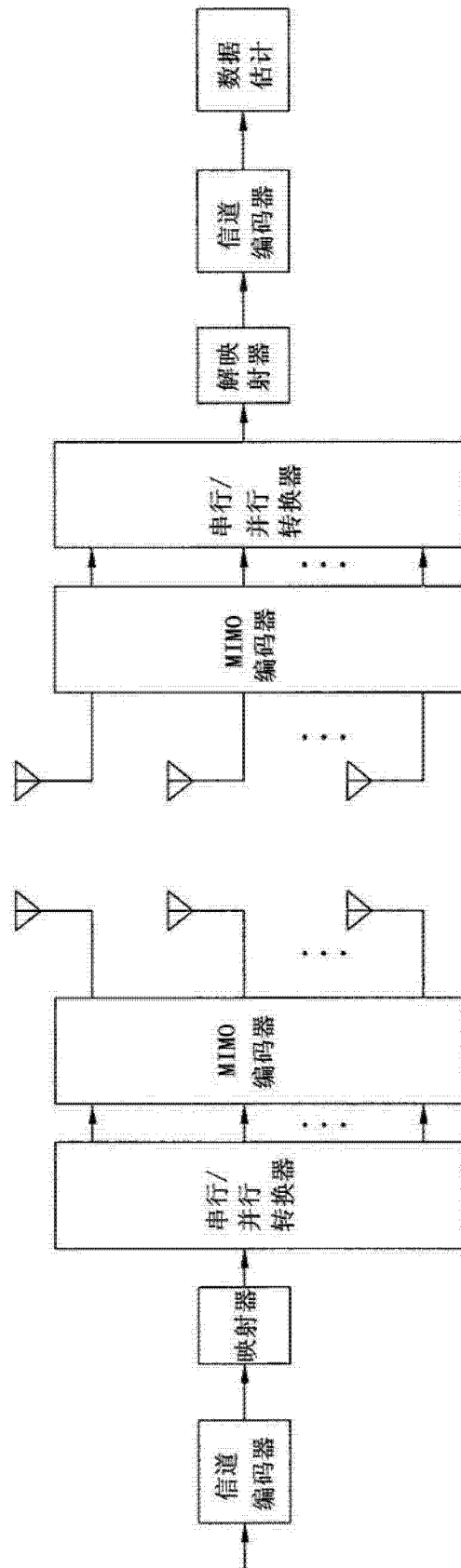


图 20

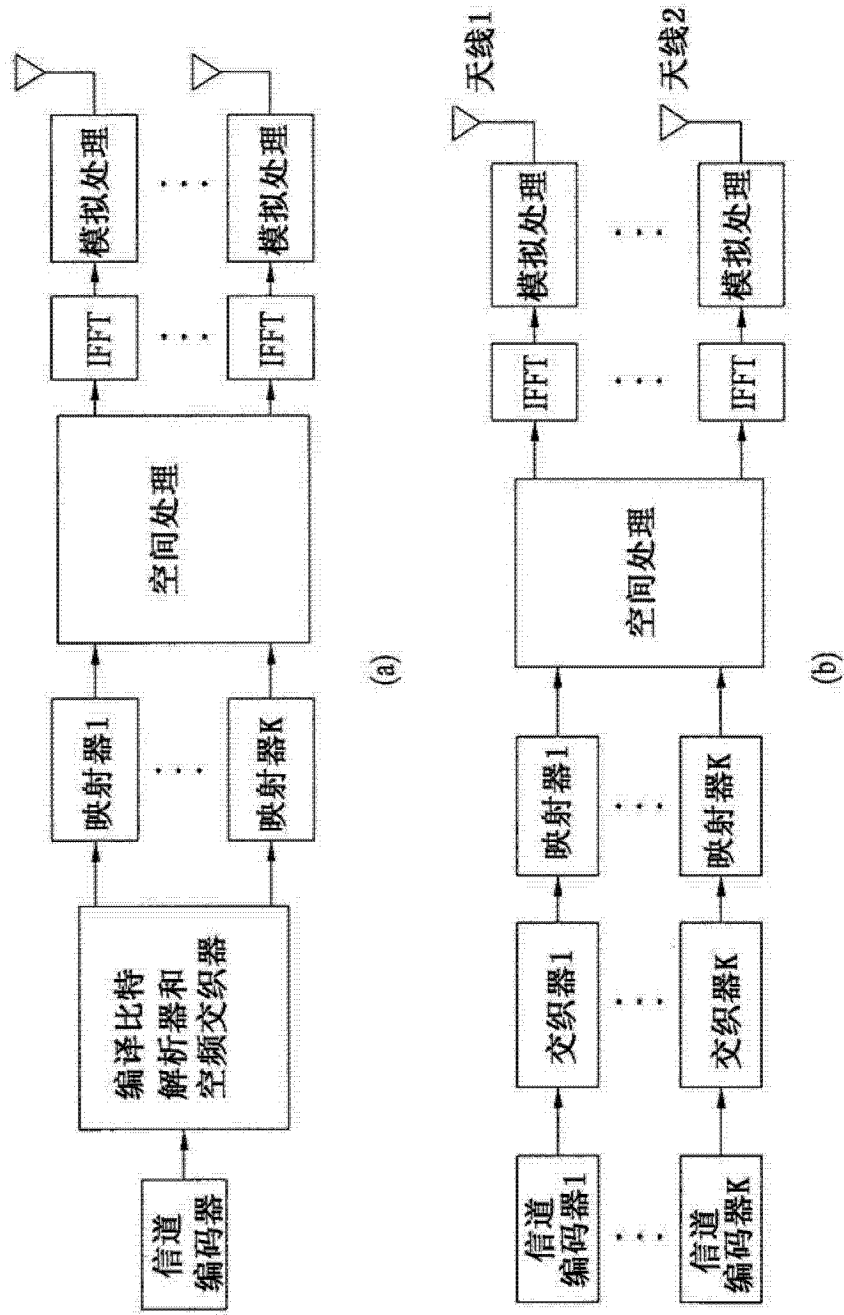


图 21

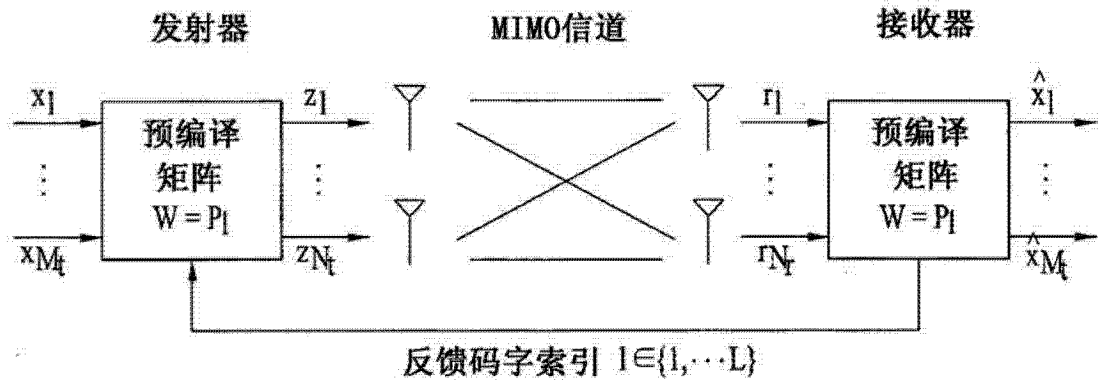


图 22

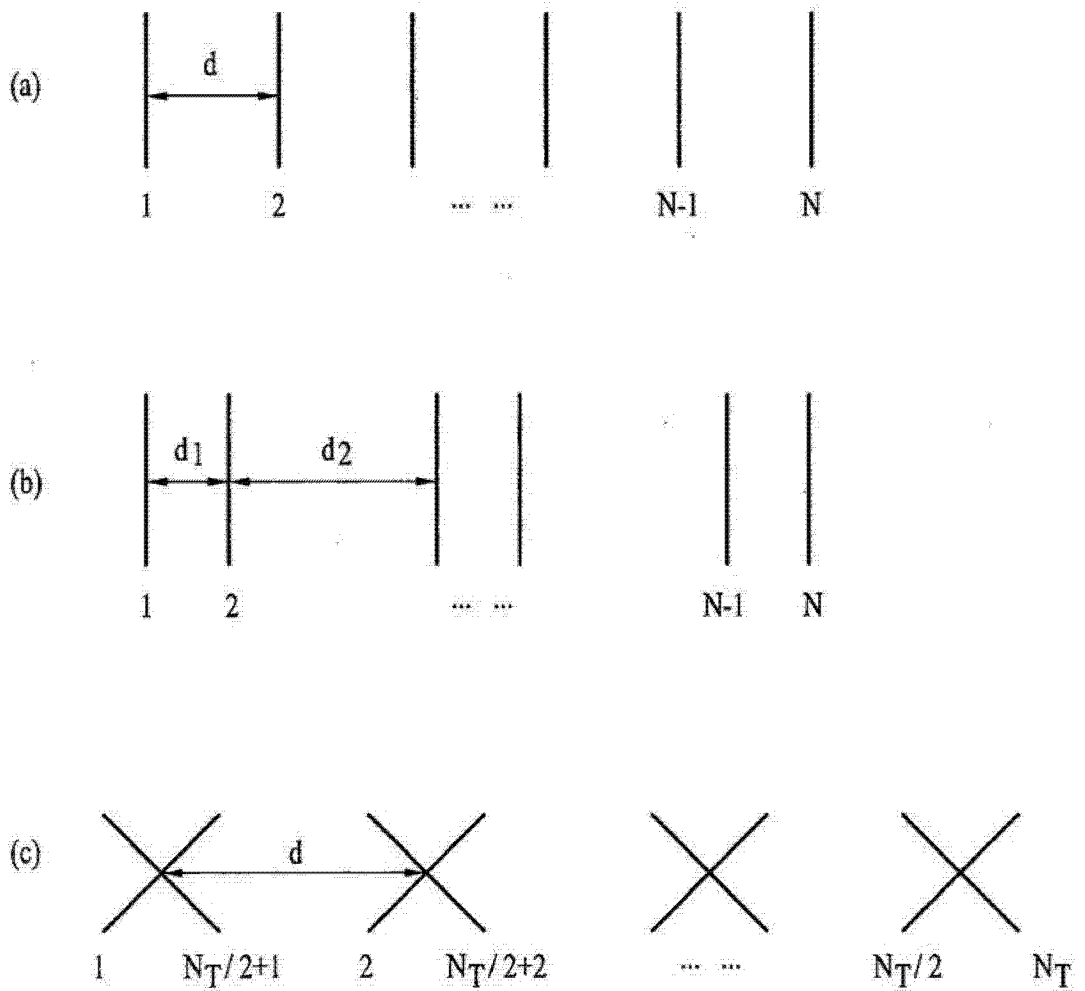


图 23

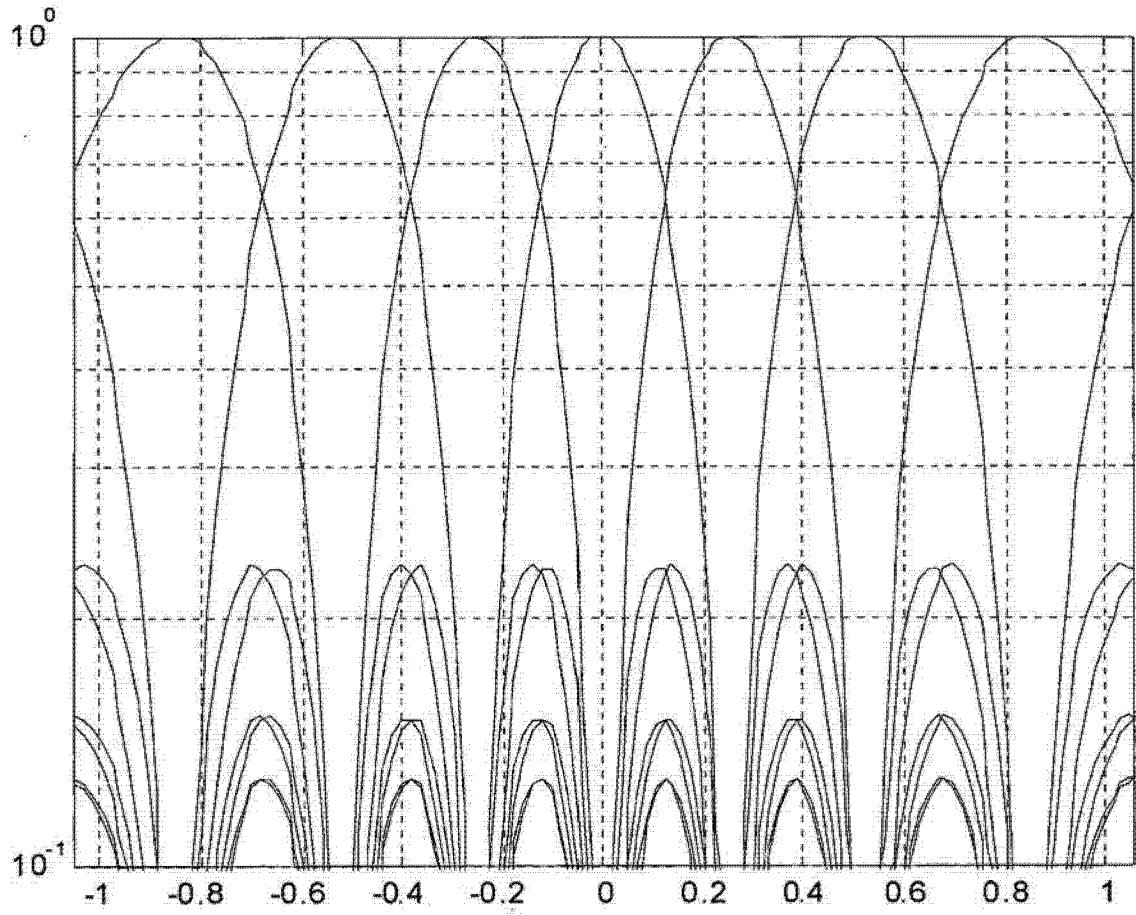


图 24

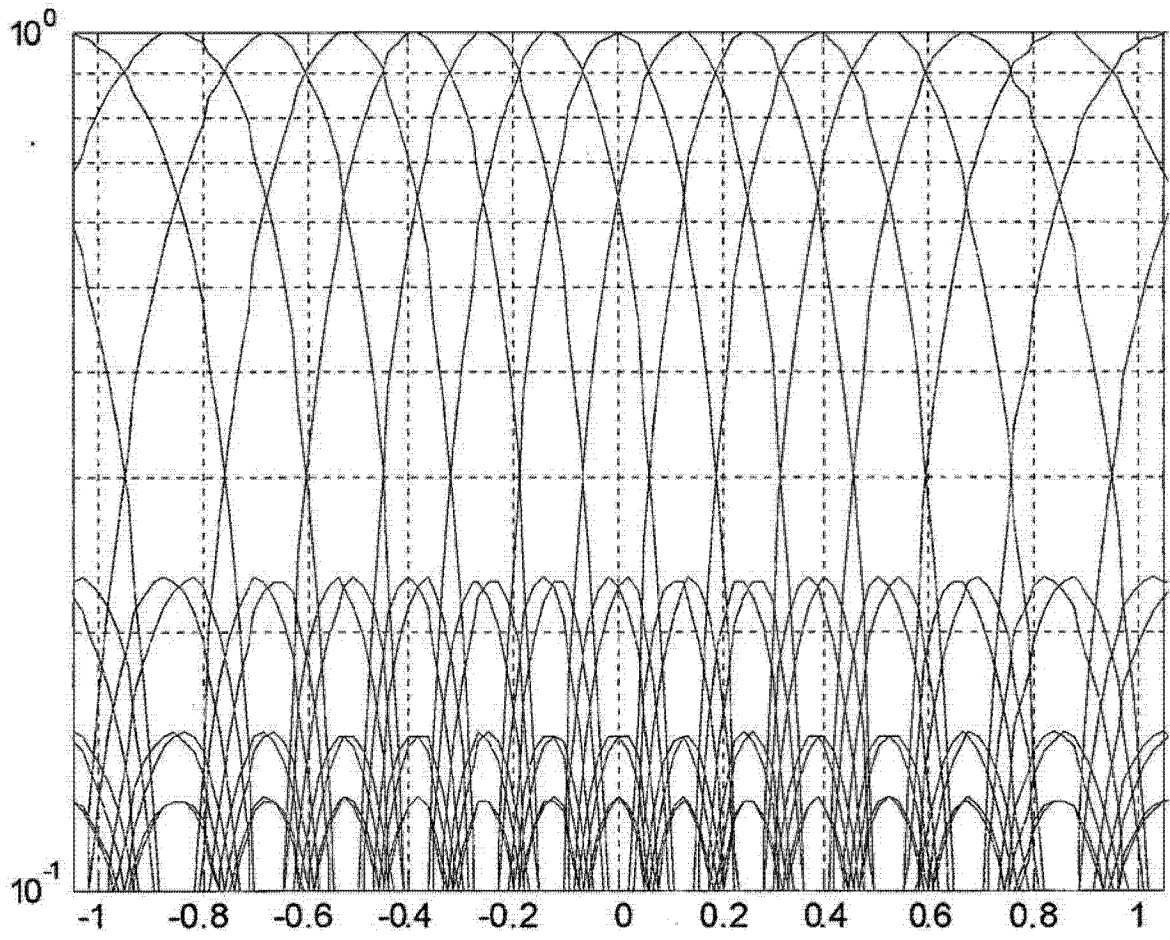


图 25

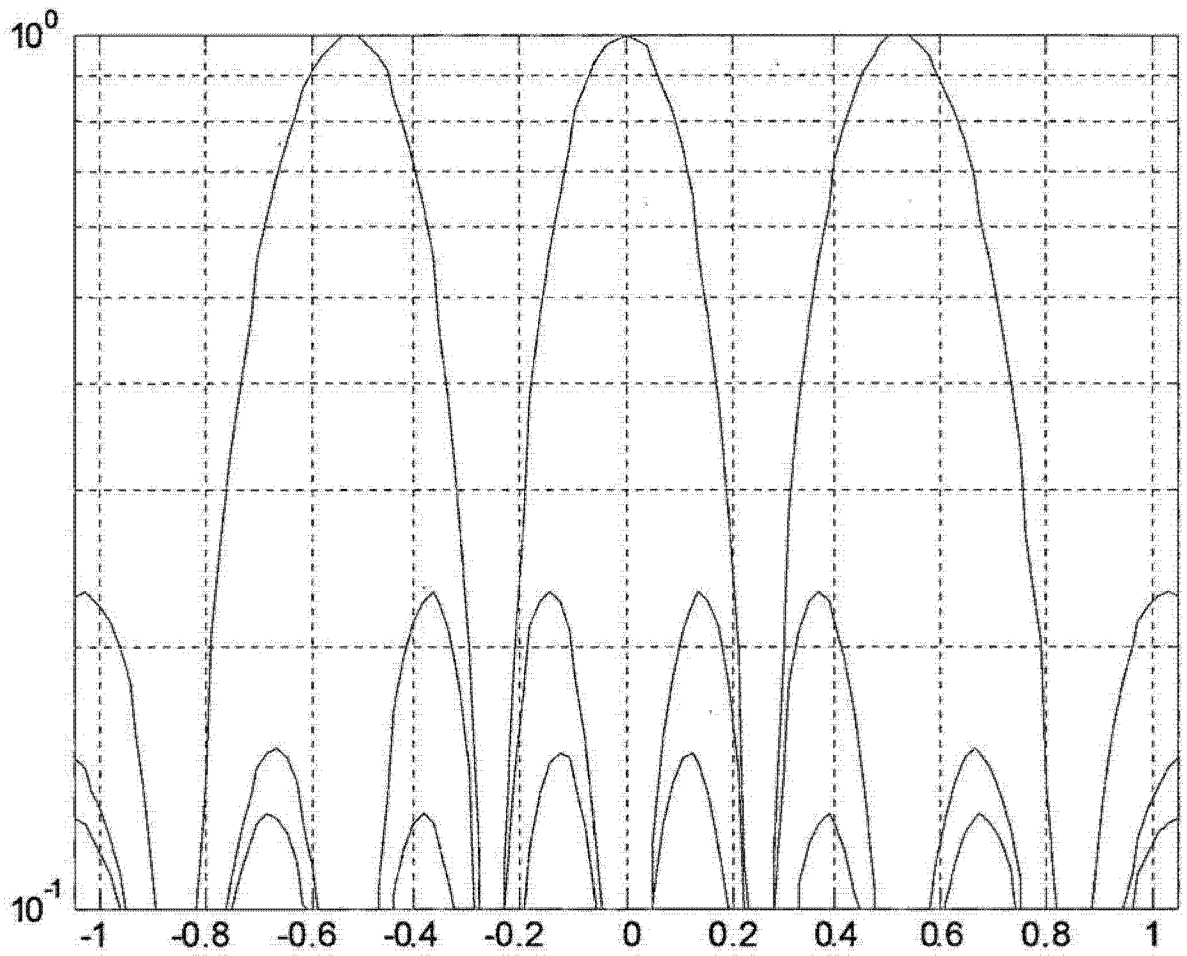


图 26

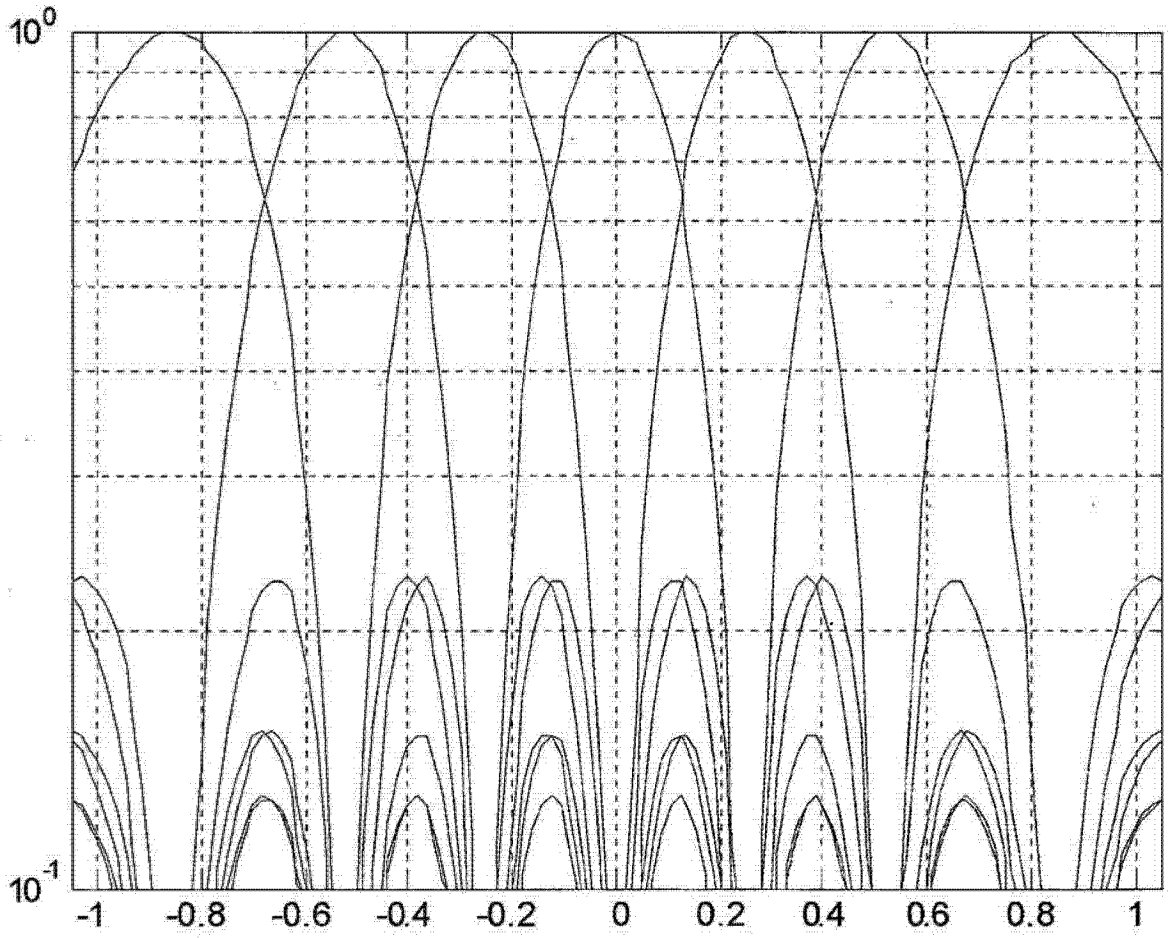


图 27

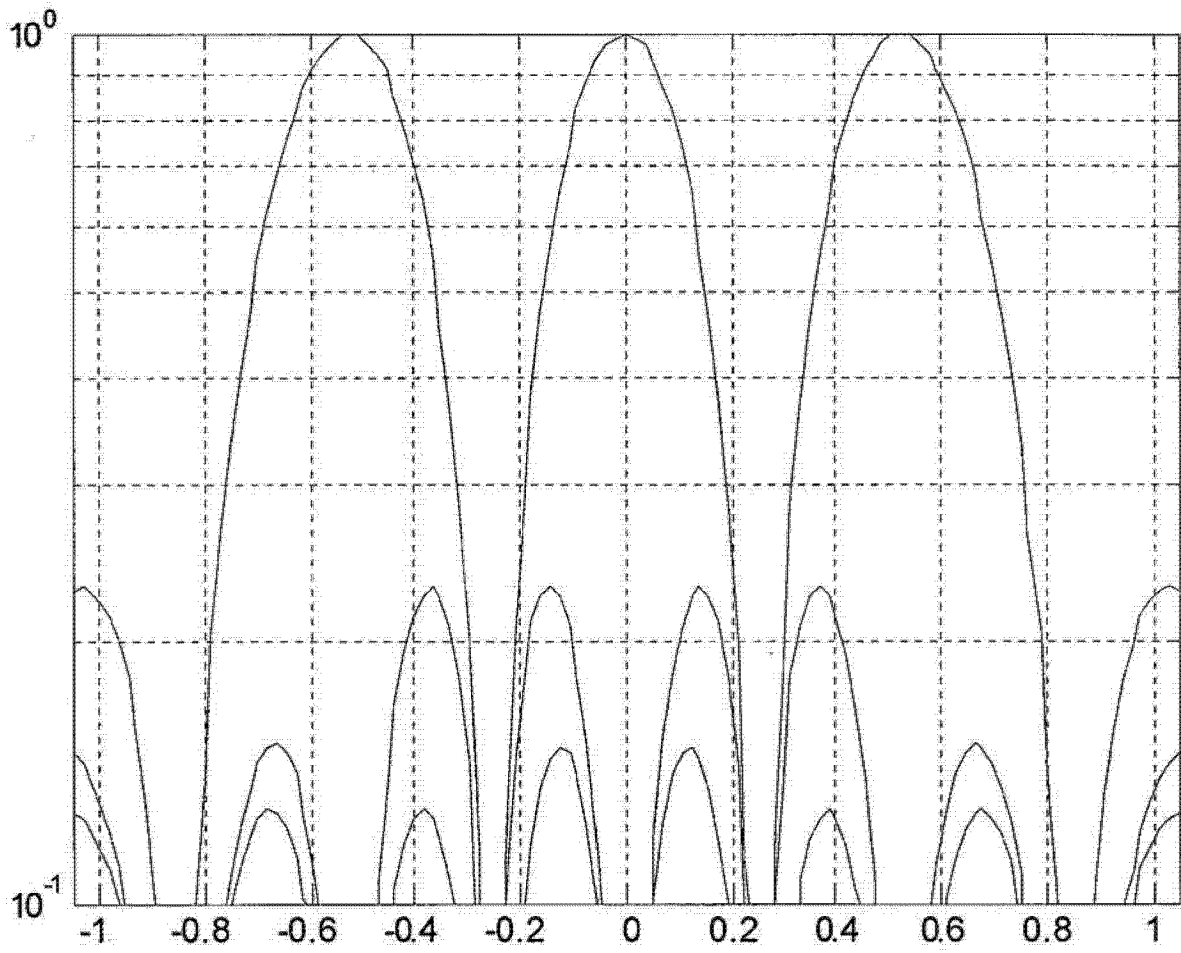


图 28

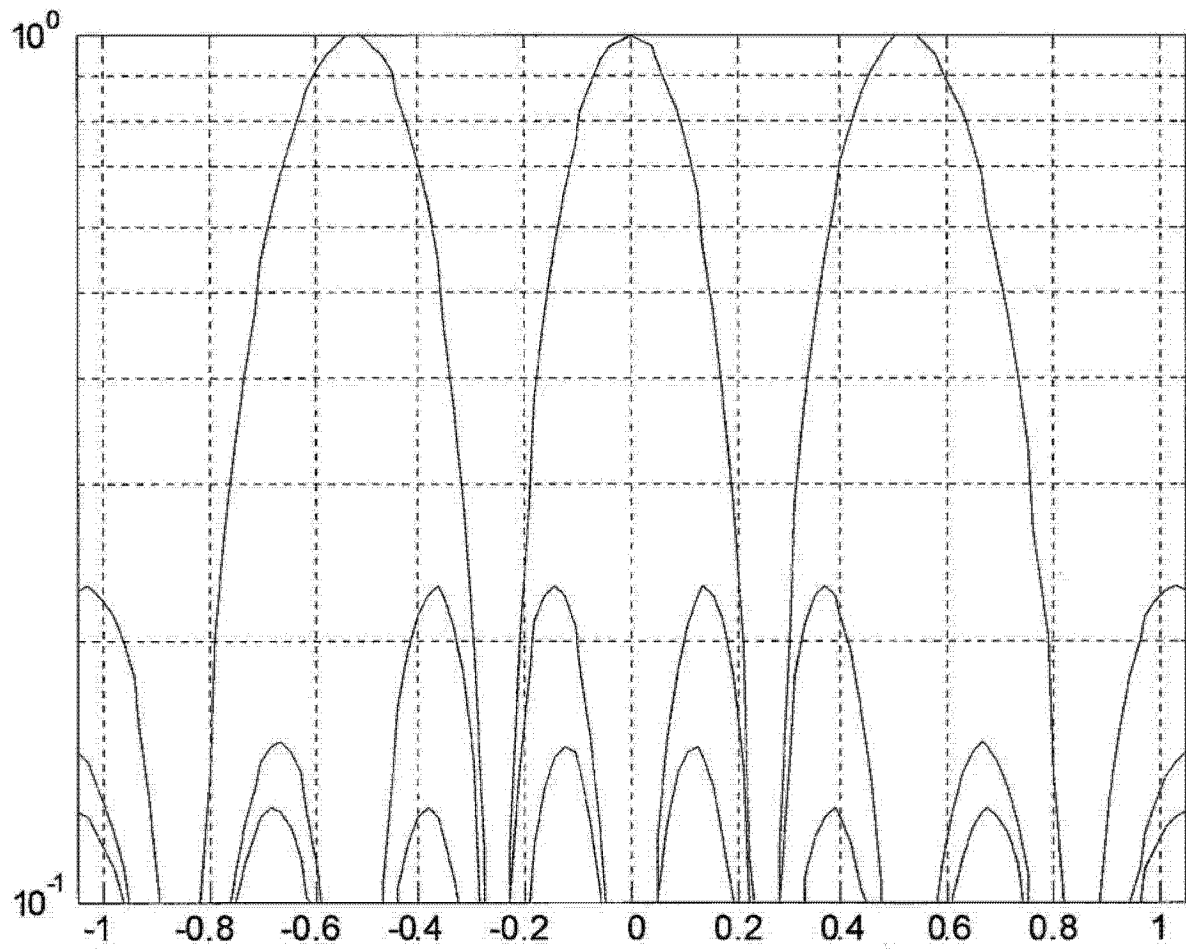


图 29

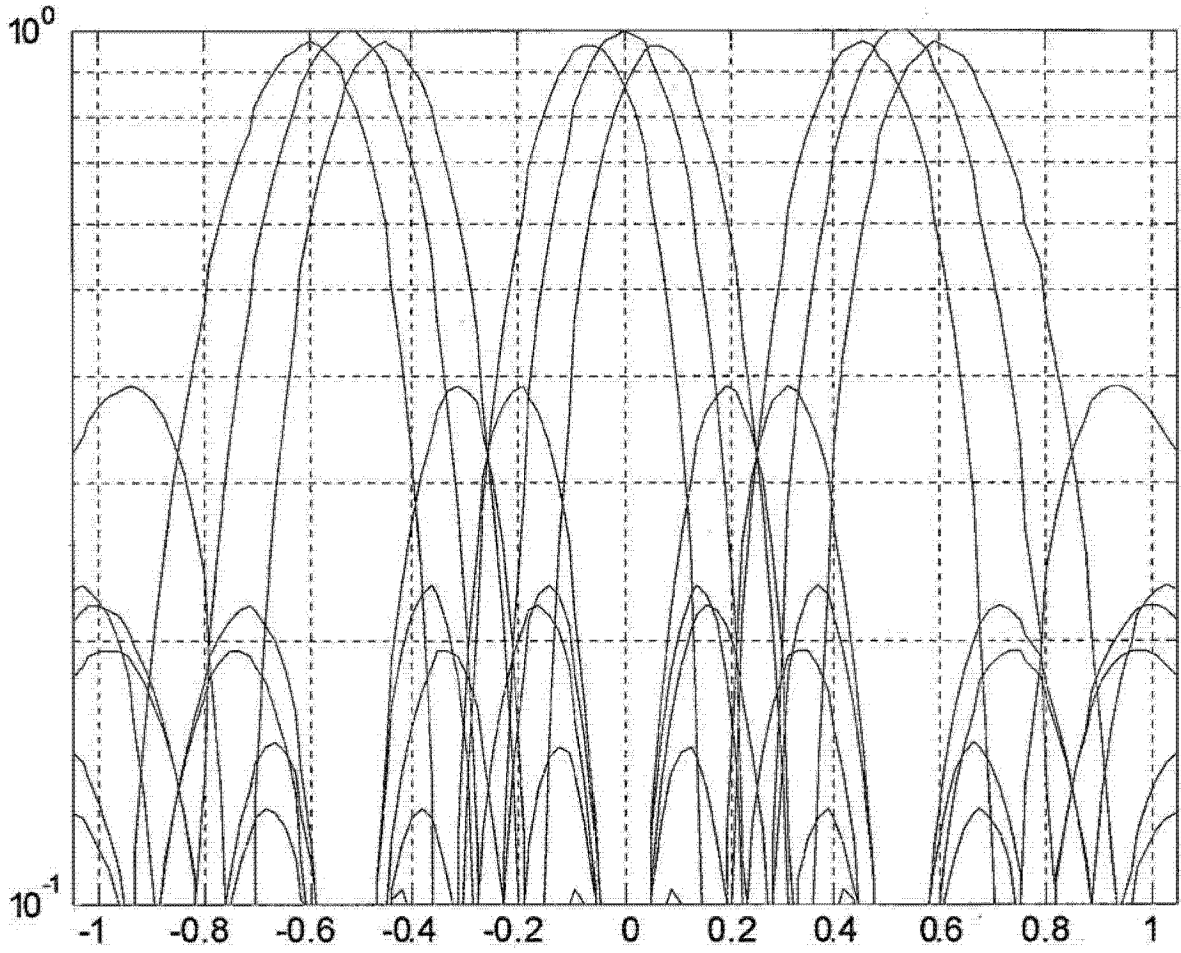


图 30

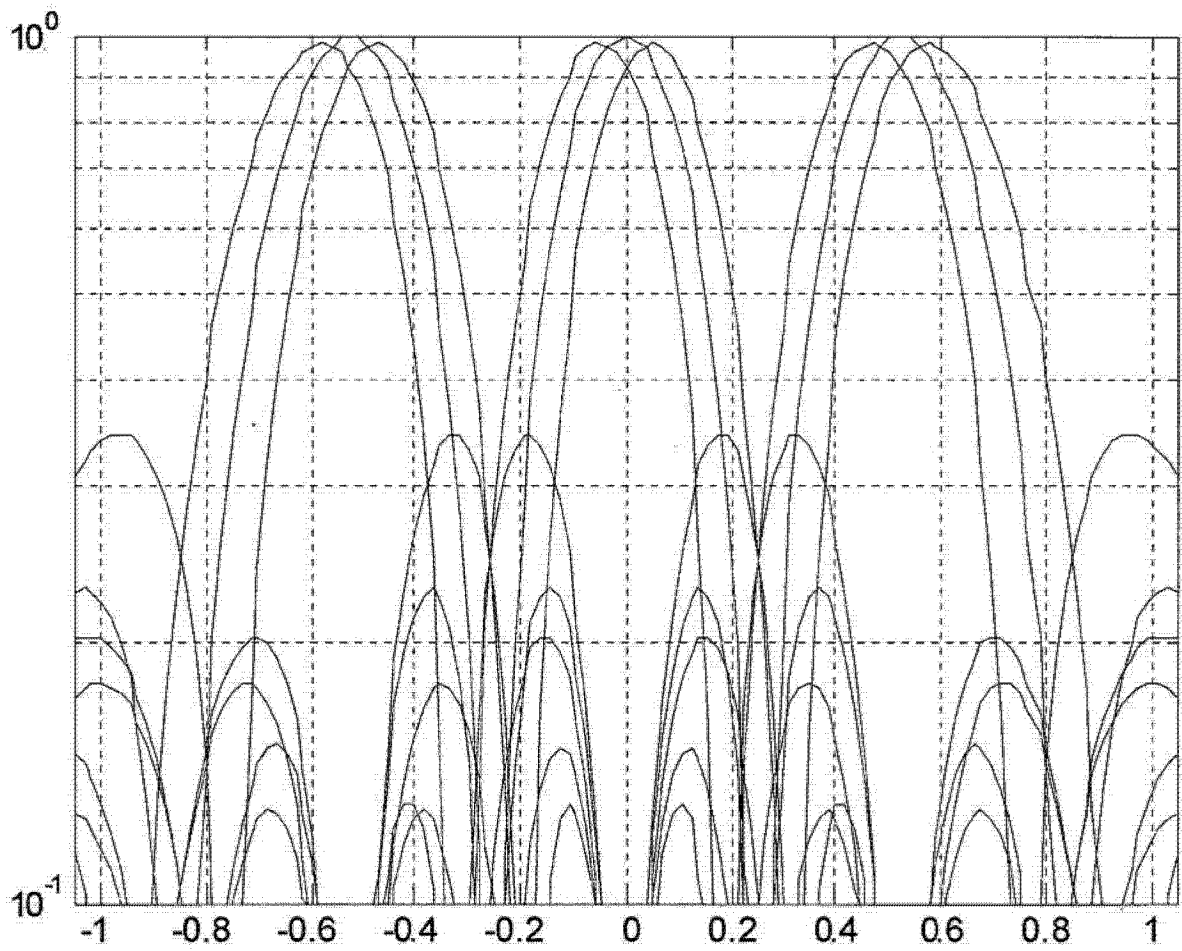


图 31

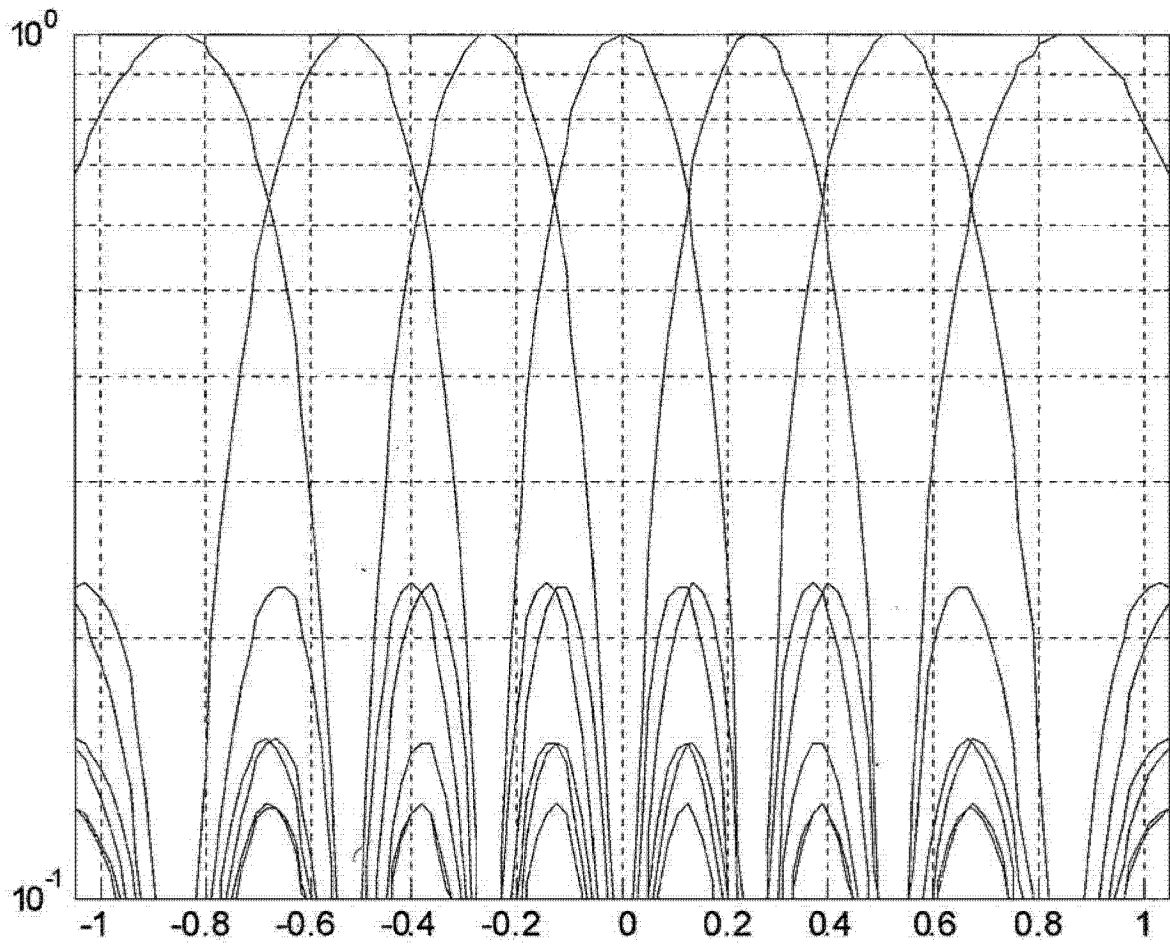


图 32

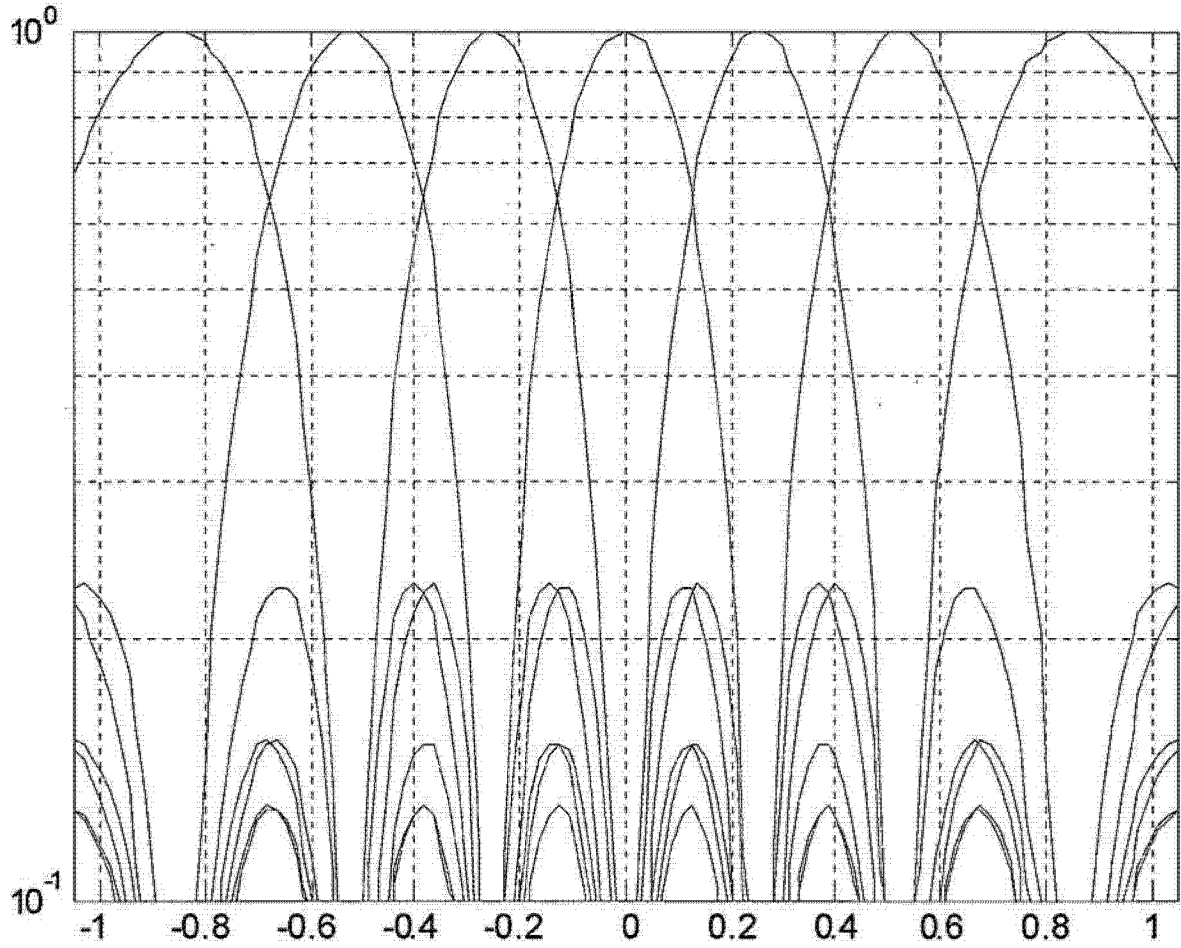


图 33

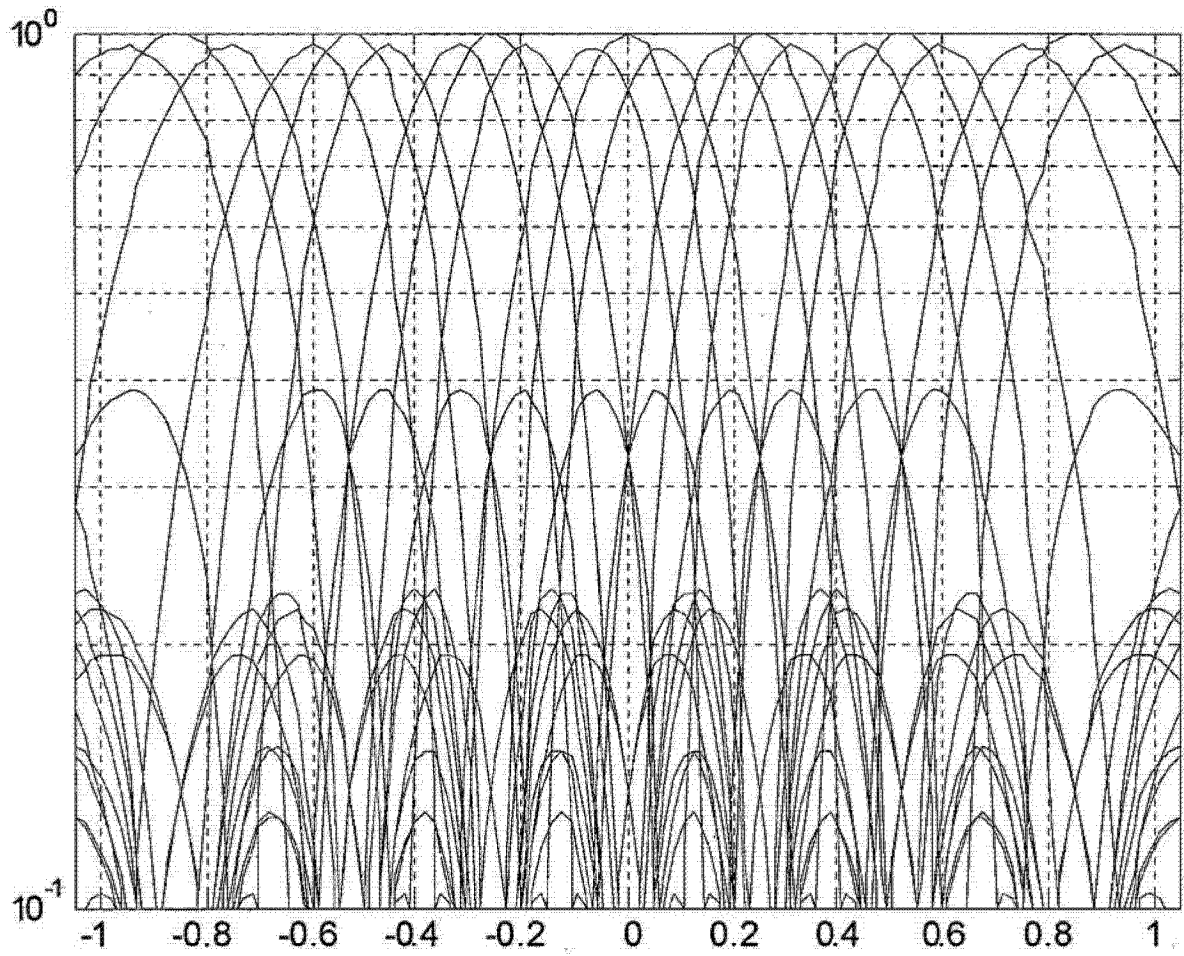


图 34

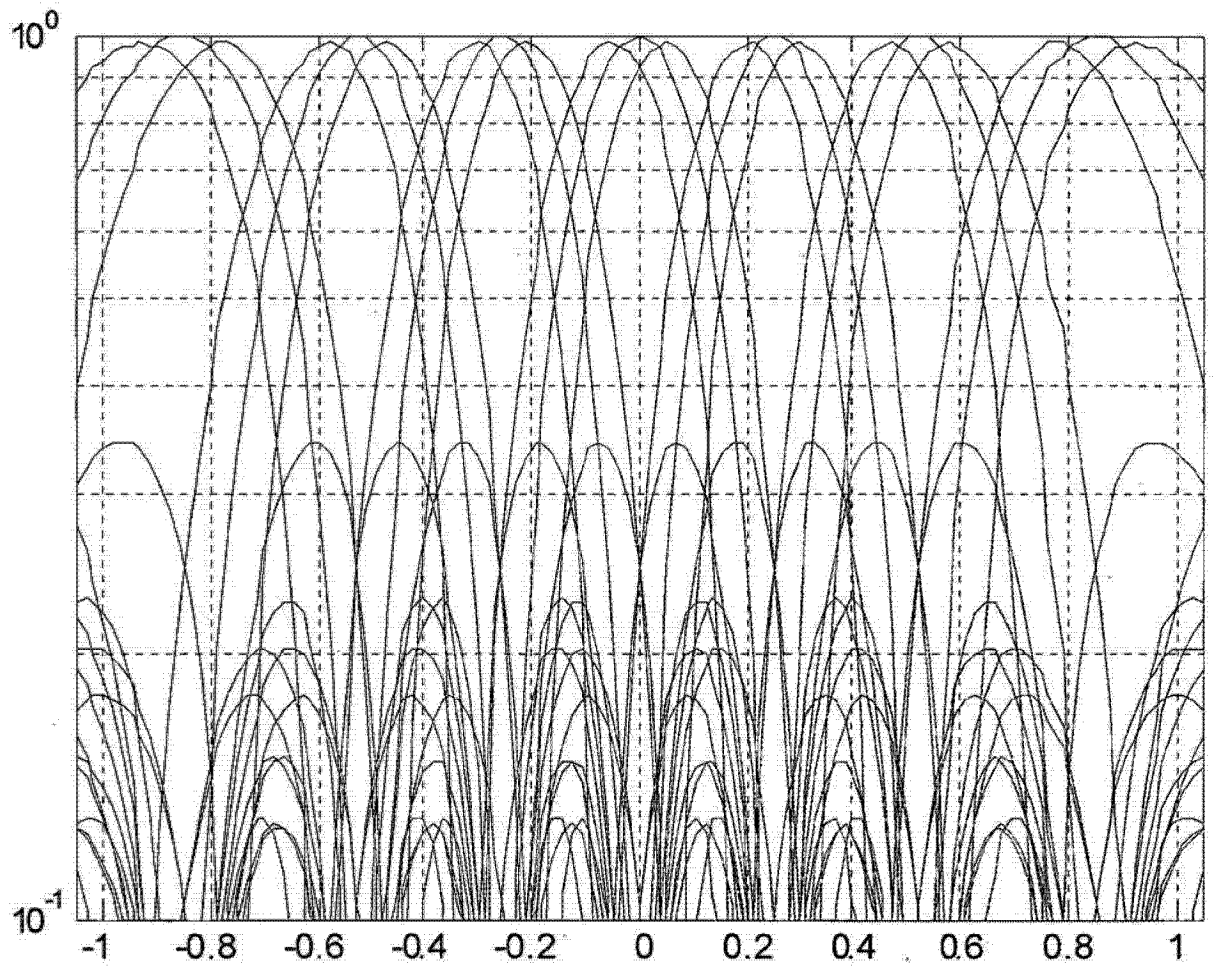


图 35

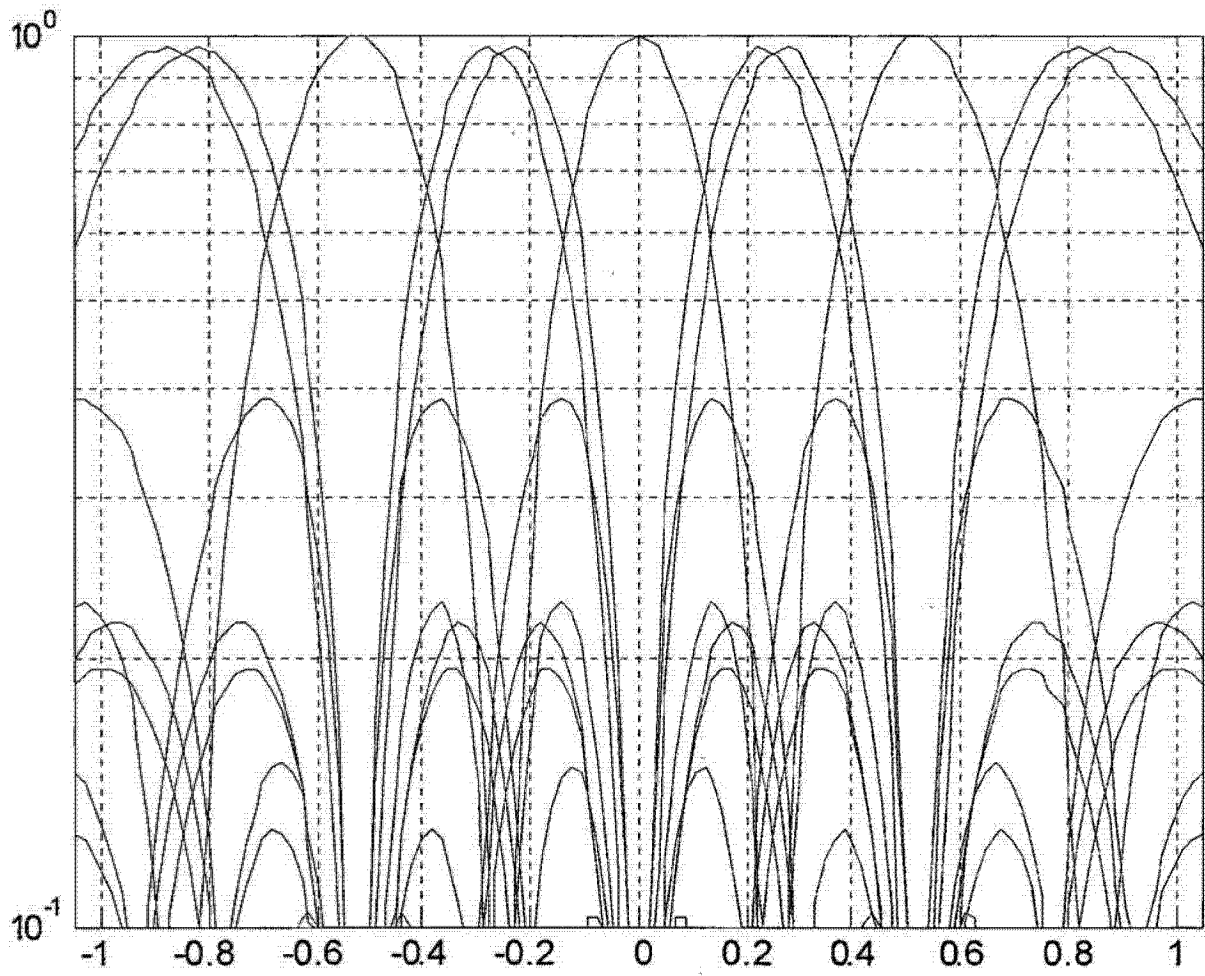


图 36

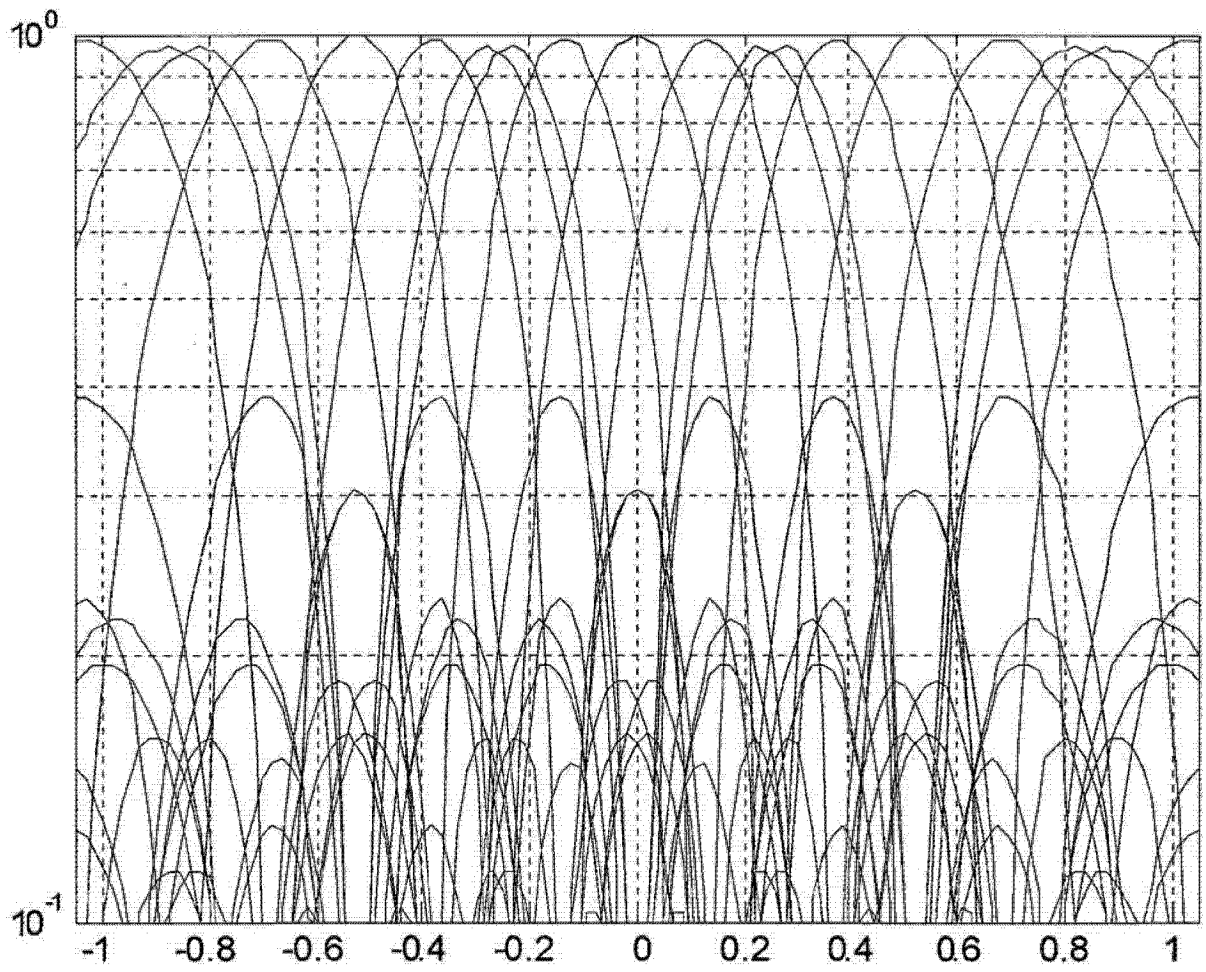


图 37

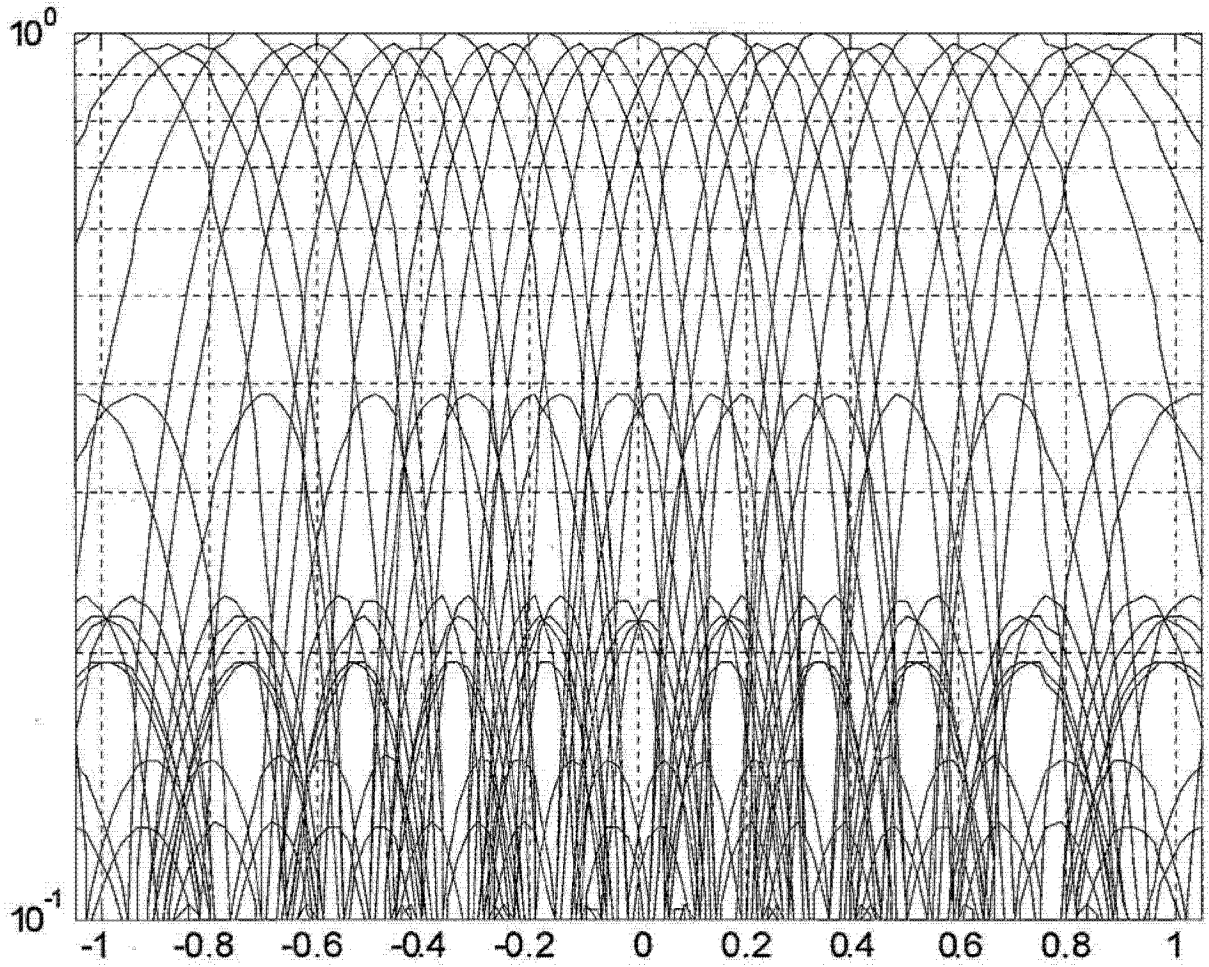


图 38

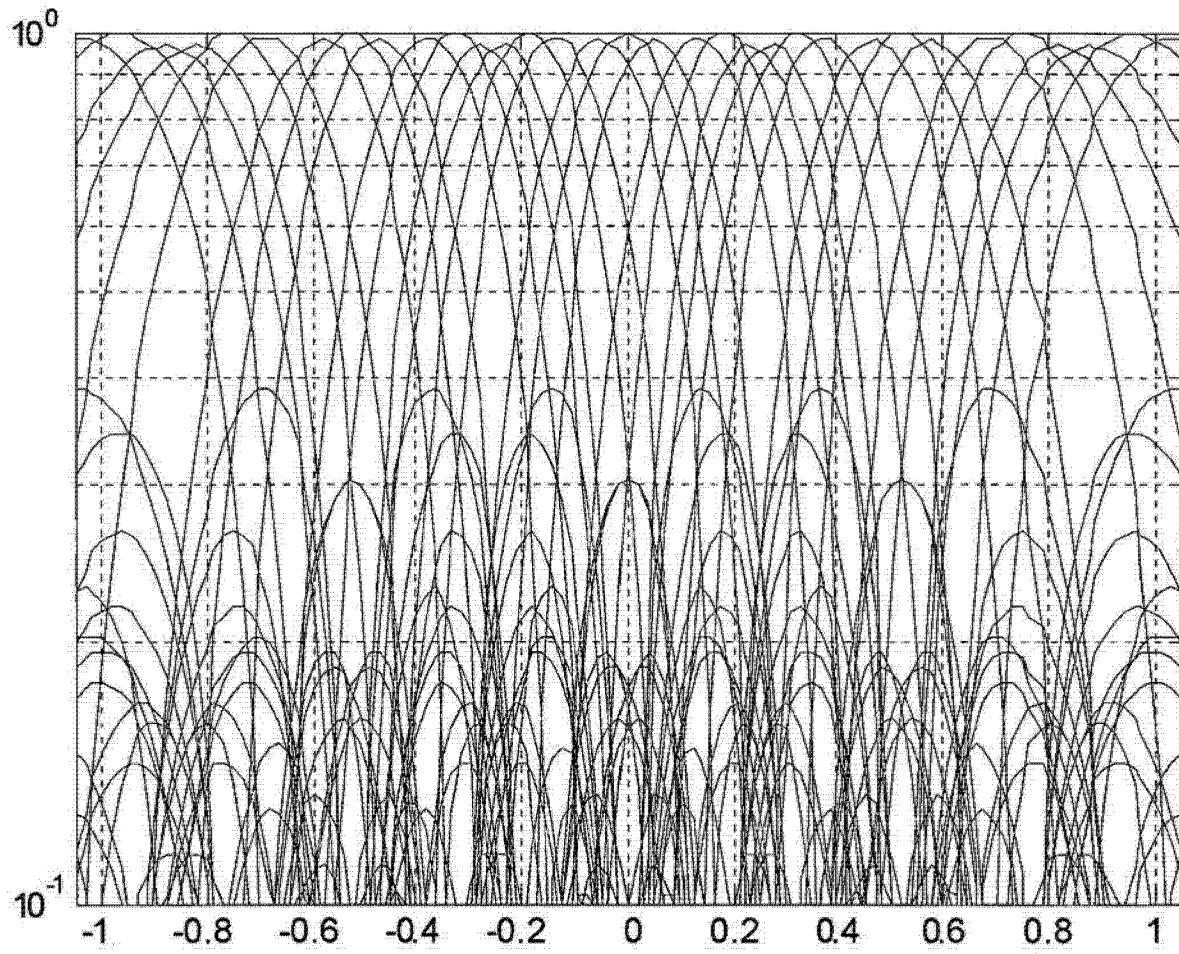


图 39

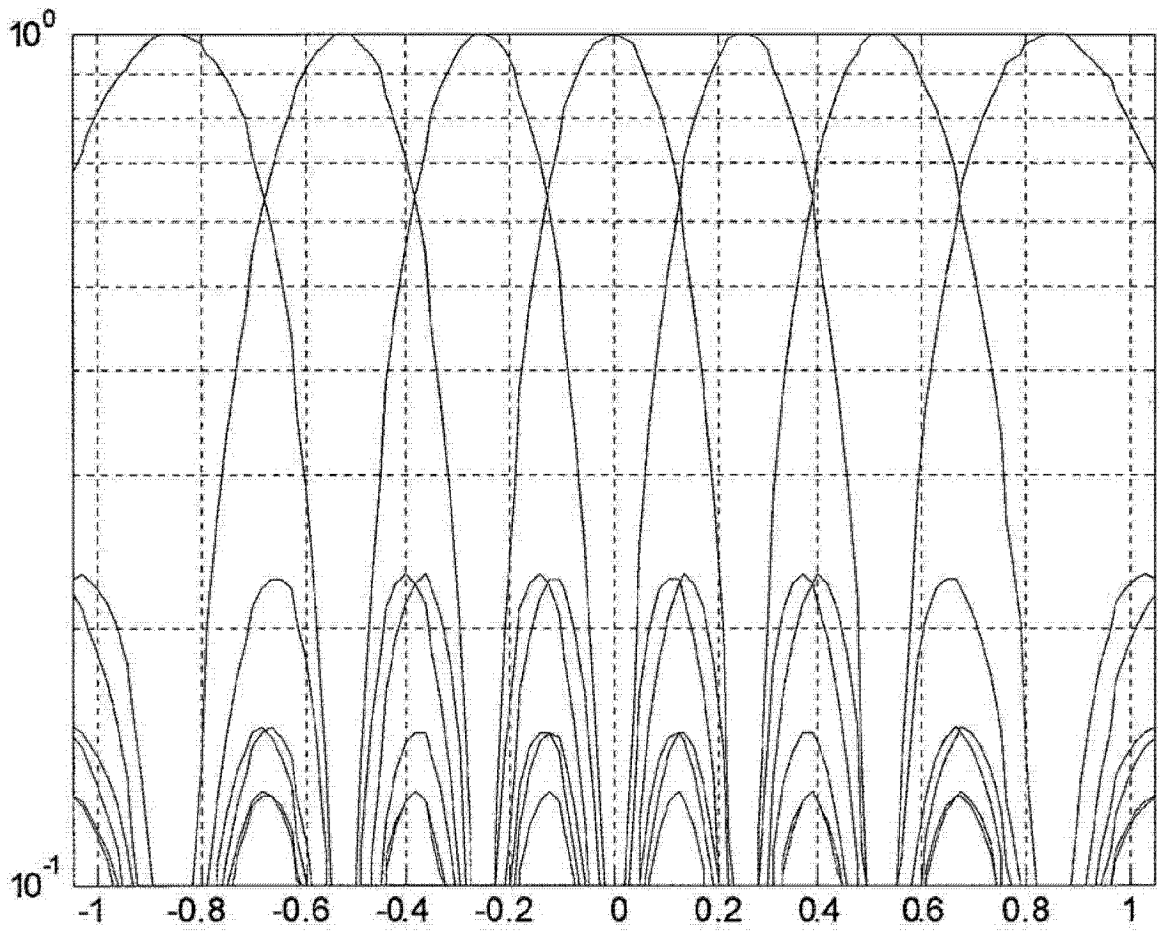


图 40

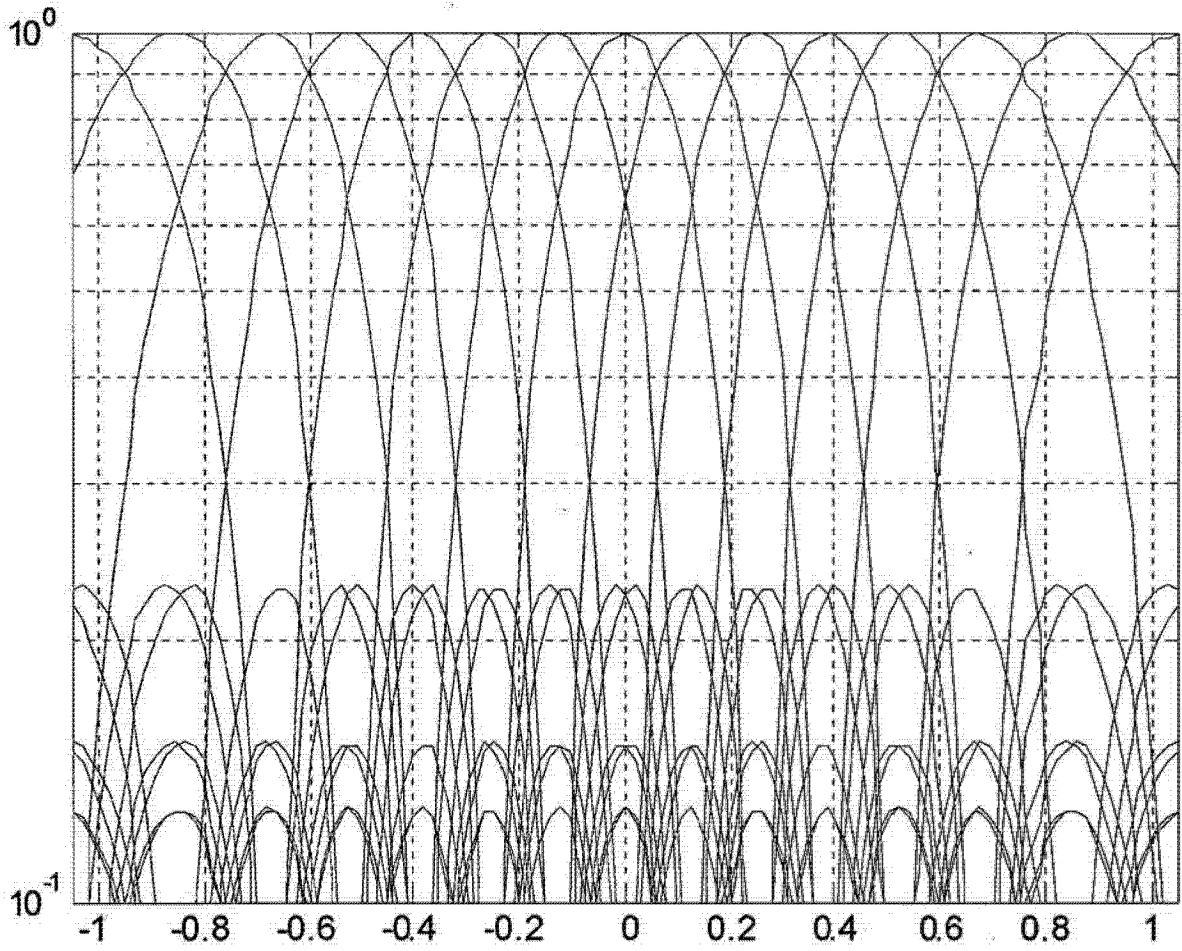


图 41

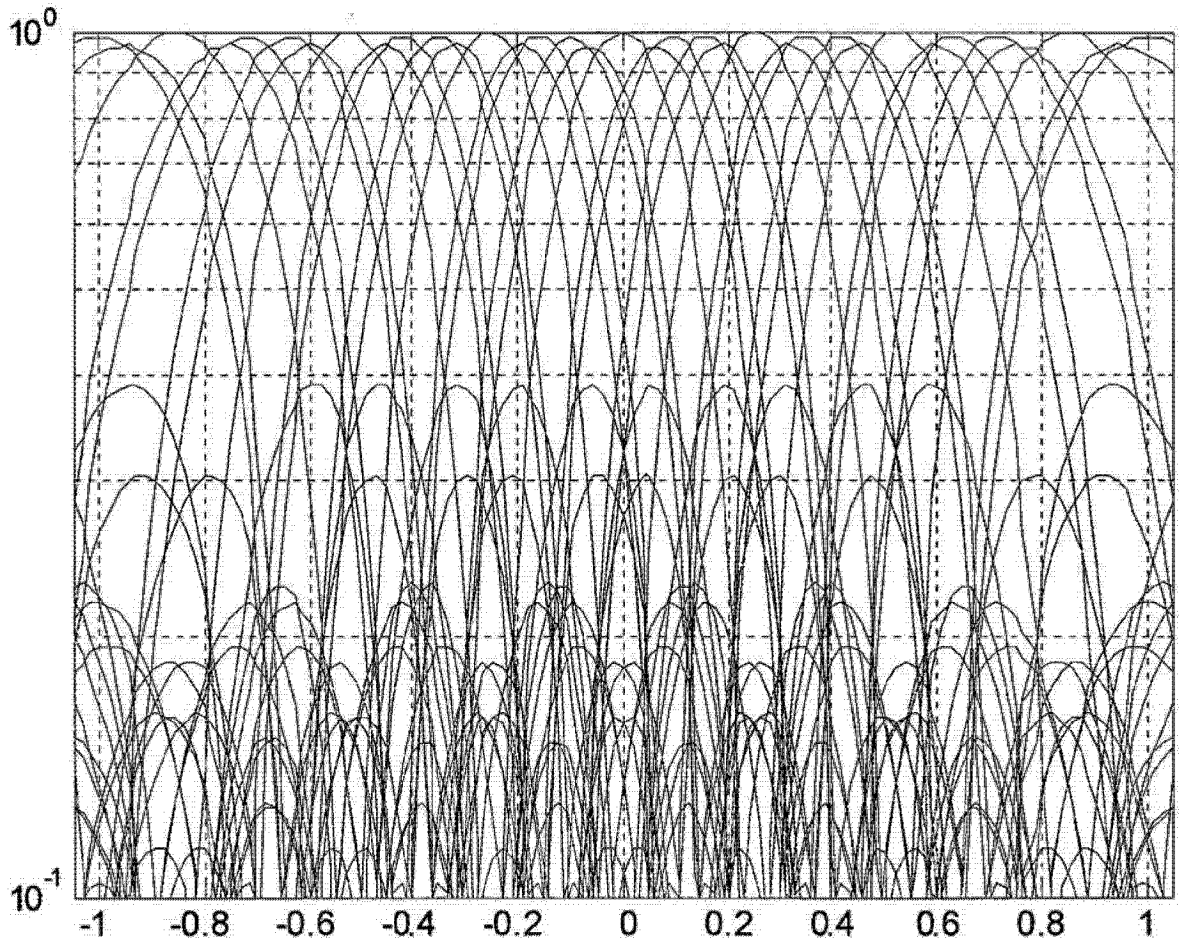


图 42

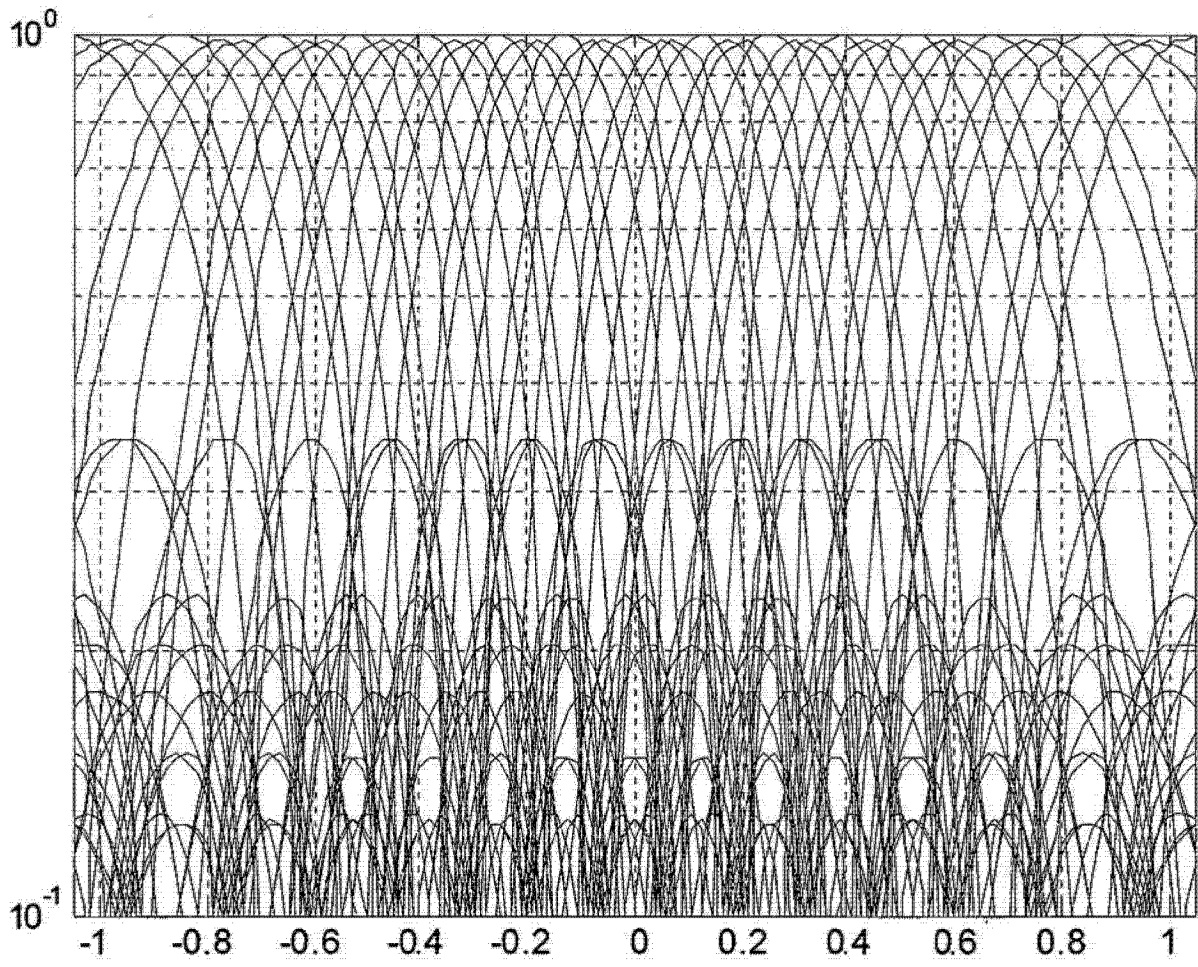


图 43

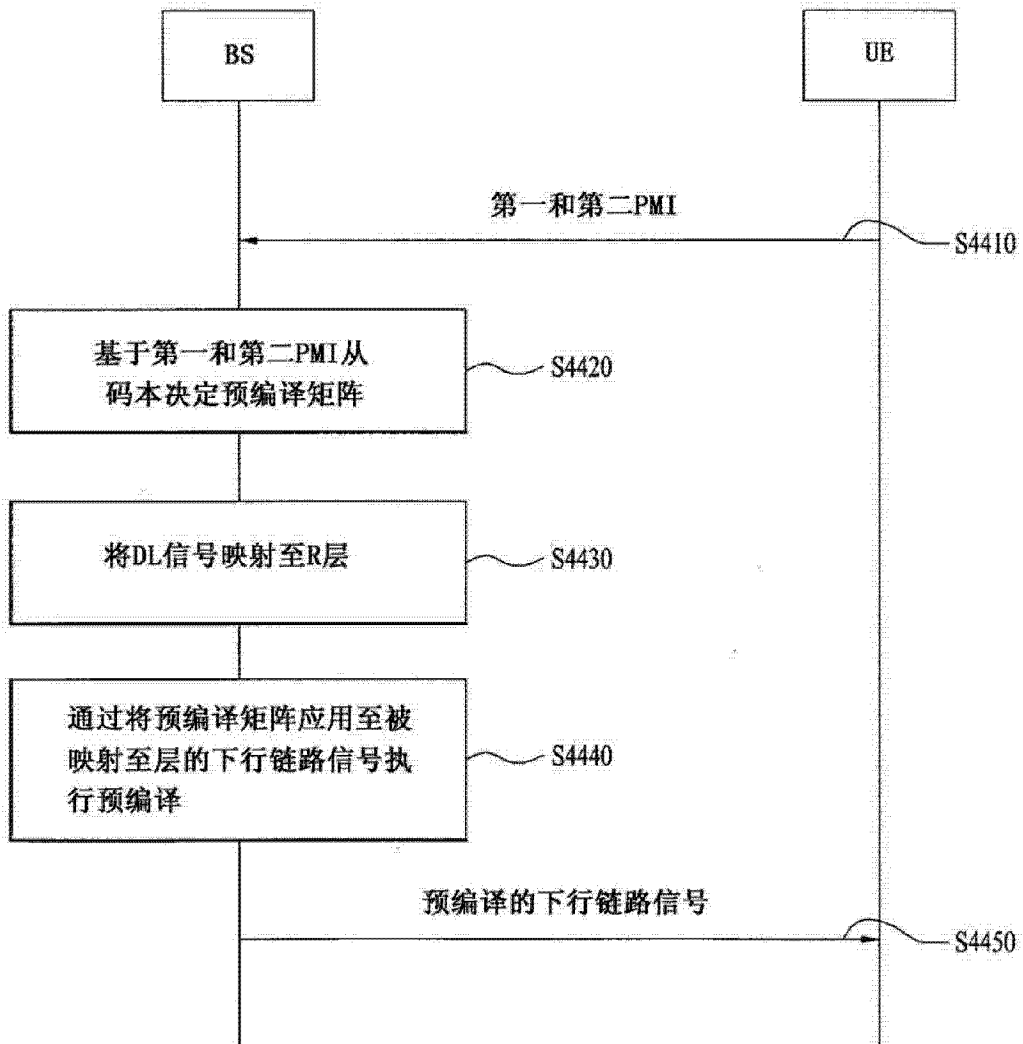


图 44

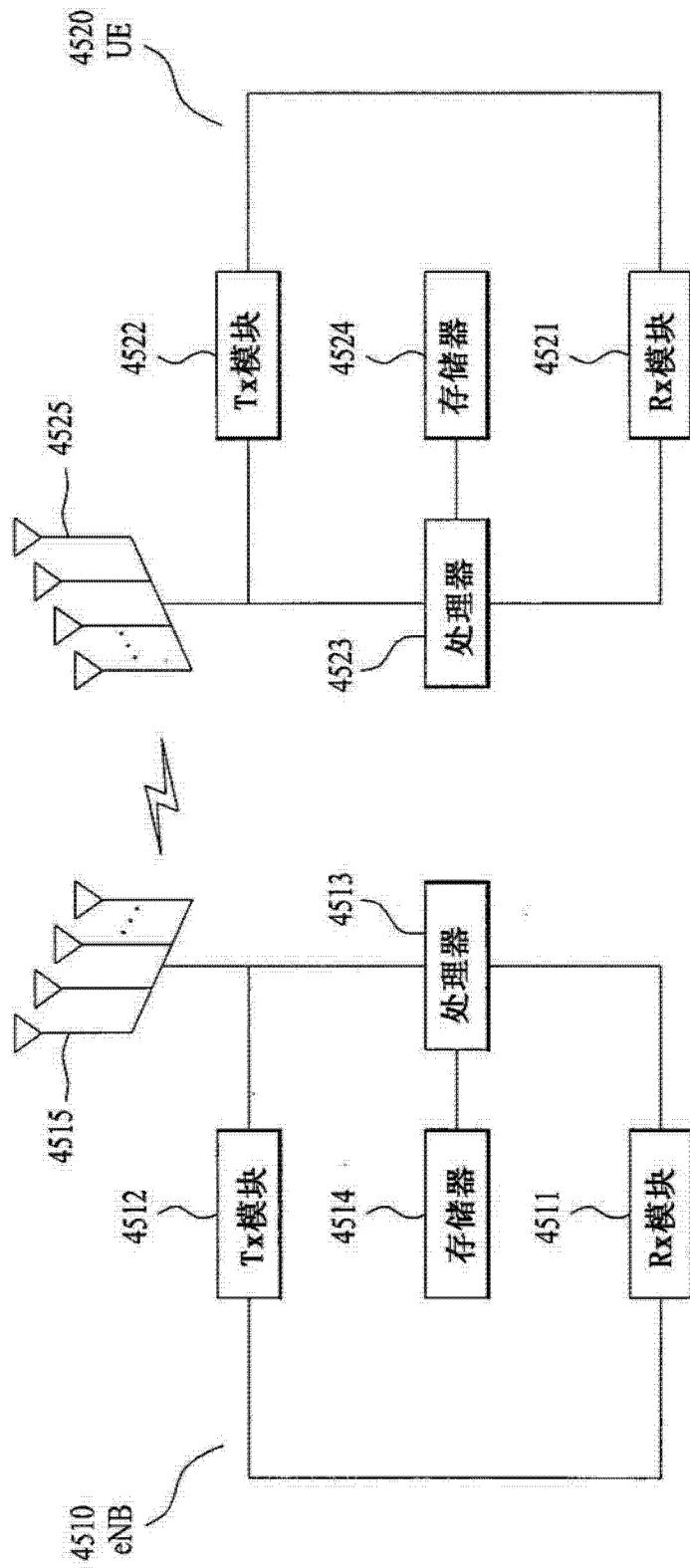


图 45