

## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1898890 B

(45) 授权公告日 2011.06.15

(21) 申请号 200580001359.X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2005.03.09

H04L 27/26(2006.01)

## (30) 优先权数据

069440/2004 2004.03.11 JP

225840/2004 2004.08.02 JP

## (85) PCT申请进入国家阶段日

2006.05.15

## (86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2005/004110 2005.03.09

## (87) PCT申请的公布数据

W02005/088884 JA 2005.09.22

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

## (56) 对比文件

JP 特開 2003-304216 A, 2003.10.24, 全文 .

JP 特開 2001-345777 A, 2001.12.14, 全文 .

JP 特開平 11-205205 A, 1999.07.30, 全文 .

JP 特開 2000-209145 A, 2000.07.28, 全文 .

WO 01/17148 A1, 2001.03.08, 全文 .

US 2003/0072255 A1, 2003.04.17, 说明书第 2、5、6 页 .

CN 1380778 A, 2002.11.20, 说明书第 8 页, 附图 1.

审查员 赵剑

(72) 发明人 白方亨宗 原田泰男 田中宏一郎  
木村知弘 细川修也 浦部嘉夫

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 张鑫

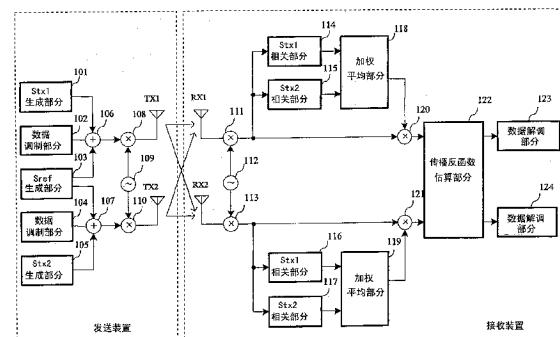
权利要求书 3 页 说明书 17 页 附图 18 页

## (54) 发明名称

数据发送方法和数据接收方法

## (57) 摘要

本发明提供了一种数据发送方法和一种数据接收方法，在应用了 MIMO-OFDM 方法的发送设备中即使出现了每条传输路径不同的频率误差，它们仍能够提高传播系数反函数估算的准确度以及有可能抑制特征退化。在由相互正交的多个副载波构成的码元之中，发送设备产生向预定频率间隔的副载波分配预定振幅和相位的码元作为同步码元。通过将同步码元划分到每根发送天线，多个同步子码元被生成并被同时从多根发送天线发送。接收设备从经由多根接收天线接收的信号中所包含的同步子码元估算每条传输路径的频率误差，并根据估算所得的频率误差来校正接收信号。



1. 一种用于发送装置的数据发送方法,所述方法使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线向多根接收天线发送多个数据序列,所述方法包括以下步骤:

将向隔开预定频率间隔并且相互正交的多个副载波分配了预定振幅和相位的同步码元划分到所述多根发送天线中,以生成多个同步子码元;

将用于从所述多根发送天线发送的多个发送数据调制成多个数据码元序列;

生成在每根发送天线之间正交的传播系数估算码元,作为用于估算所述发送天线与所述接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元;

为所述多根发送天线中的每一根,将所述数据码元序列、所述同步子码元、以及所述传播系数估算码元多路复用成传输帧;

为所述多根发送天线中的每一根,将所述传输帧转换为多个无线电信号;以及

从所述多根发送天线同时发送所述多个无线电信号。

2. 如权利要求 1 所述的数据发送方法,其特征在于,所述调制成数据码元序列的步骤包括:

通过将基于所述发送数据的振幅和相位应用于所述多个副载波中预定的一个来生成数据载波;

通过向除所述数据载波以外的副载波分配已知的相位和振幅来生成导频载波;以及

将所述数据载波和所述导频载波正交多路复用成多个数据码元,并输出所述多个经正交多路复用的数据码元作为所述数据码元序列。

3. 如权利要求 2 所述的数据发送方法,其特征在于,在所述生成导频载波的步骤中,已知的相位和振幅作为所述导频载波仅被分配给要从所述多根发送天线同时发送的数据码元中的一个,并且 0 振幅作为所述导频载波被分配给要被同时发送的其它数据码元。

4. 如权利要求 1 所述的数据发送方法,其特征在于,在所述转换和发送步骤中,为了实现所述多根发送天线之间的同步,使用所述发送天线公用的单个发送本机振荡器或是在所述发送天线之中不同的多个发送本机振荡器。

5. 一种用于接收装置的数据接收方法,所述方法经由多根接收天线接收使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送的多个数据序列,其中,

所述多个数据序列包括通过将由相互正交的多个副载波组成的同步码元划分到所述多根发送天线中而生成的同步子码元,

经由所述接收天线接收的接收信号包括在每根所述发送天线之间相互正交的传播系数估算码元,作为用于估算所述发送天线与所述接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元;

所述方法包括以下步骤:

为每根所述接收天线接收所述多个数据序列;

为每根接收天线同步和解调由所述多根接收天线接收的所述数据序列;

以及

基于为每根所述接收天线解调的接收信号、以及所述接收信号中所包括的同步子码元,为所述发送天线与所述接收天线之间的每条传输路径估算多条传输路径所拥有的特性,

所述为每条传输路径估算特性的步骤包括从为每根接收天线解调的接收信号与所述

接收信号中所包括的所述同步子码元之间的相关性来估算每条所述传输路径中所发生的频率误差，

所述数据接收方法在所述为每条传输路径估算特性的步骤之后还包括，基于估算所得的频率误差来校正所述接收信号中的频率，以及

基于所述具有经校正的频率的接收信号中所包括的传播系数估算码元，为所述多条传输路径中的每一条估算所述传播系数的反函数，并基于估算所得的反函数，从所述多个接收信号中分离出从所述多根发送天线发送的信号。

6. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，所述校正接收信号的频率的步骤包括：

通过将估算所得的在每条所述传输路径中发生的频率误差加权平均，来为每根所述接收天线计算用于校正所述接收信号的频率校正值；以及

基于每根所述接收天线的计算所得的频率校正值来校正所述接收信号的频率，并输出具有经校正的频率的接收信号。

7. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，在所述估算频率误差的步骤中，基于所述接收信号与所述接收信号中所包括的同步子码元之间的相关性值的峰值定时的加权平均来生成接收码元定时。

8. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，在所述同步和解调步骤与所述为每条传输路径计算特性的步骤之间还包括，

基于由所述同步和解调步骤为每根所述接收天线解调的接收信号与从所述接收信号中所包括的同步子码元合成的同步码元之间的相关性，为每根所述接收天线估算经解调的接收信号中所包括的频率误差；

通过将估算所得的频率误差加权平均来计算关于所述多个接收信号的平均频率误差；以及

第二校正步骤，用于基于计算所得的平均频率误差来校正所述多个接收信号的频率。

9. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，所述接收步骤包括：

使用其根数多于所述多个数据序列的个数的接收天线来接收从所述多根发送天线发送的信号；

确定由所述较多根数的接收天线接收的信号的接收电平；以及

根据所确定的接收电平来选择或组合由所述较多根数的接收天线所接收的信号。

10. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，在所述同步和解调步骤中，为实现所述多根接收天线之间的同步，使用所述接收天线公用的单个接收本机振荡器，或是在所述接收天线之中不同的多个接收本机振荡器。

11. 如权利要求 5 所述的数据接收方法，其特征在于，所述为每条传输路径估算特性的步骤包括，基于所述为每根接收天线解调的接收信号中所包括的同步子码元，通过对所述接收信号中所包括的多个副载波的相位和振幅的内插，来为每条所述传输路径估算大致的频率特性，以及

所述方法在所述为每条传输路径估算特性的步骤之后还包括，基于估算所得的每条所述传输路径的大致频率特性，来估算所述多条传输路径所拥有的传播系数的反函数，并基于估算所得的反函数来从所述多个接收信号中分离出由所述多根发送天线发送的信号。

12. 一种数据发送装置,用于使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线向多根接收天线发送多个数据序列,所述装置包括:

多个同步子码元生成部分,用于将其中向隔开预定频率间隔的多个副载波分配了预定的振幅和相位的同步码元划分到所述多根发送天线中,以生成在所述多根发送天线的每一根之间正交的同步子码元;

多个数据调制部分,用于将要从所述多根发送天线发送的多个发送数据调制成多个数据码元序列;

多个传播系数估算码元生成部分,用于生成在每根所述发送天线之间正交的传播系数估算码元,作为用于估算所述发送天线与所述接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元;

多个多路复用器,用于为所述多根发送天线中的每一根,将所述数据码元序列、所述同步子码元、以及所述传播系数估算码元多路复用成传输帧;

多个调制部分,用于为所述多根发送天线中的每一根,将所述传输帧调制成无线电信号;以及

多根发送天线,用于同时发送由所述多个调制部分调制的无线电信号。

13. 一种接收装置,用于经由多根接收天线,接收使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送来的多个数据序列,其中,

所述多个数据序列包括通过为所述多根发送天线中的每一根划分由相互正交的多个副载波组成的同步码元而生成的同步子码元,

经由所述接收天线接收的接收信号中包括在每根所述发送天线之间相互正交的传播系数估算码元,作为用于估算所述发送天线与所述接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元;

所述装置包括:

多根接收天线,用于接收所述多个数据序列;

多个解调部分,用于为每根所述接收天线同步和解调由所述多根接收天线接收的所述数据序列;

多个同步子码元相关部分,用于从为每根所述接收天线解调的所述接收信号与所述接收信号中所包括的同步子码元之间的相关性来为每条传输路径估算所述接收信号中所包括的频率误差;

多个频率校正部分,用于基于为所述多根接收天线中的每一根估算所得的频率误差来校正所述接收信号的频率;以及

传播系数反函数估算部分,用于基于所述具有经校正的频率的接收信号中所包括的传播系数估算码元,为所述多条传输路径中的每一条估算所述传播系数的反函数,并基于估算所得的反函数,从所述多个接收信号中分离出从所述多根发送天线发送的信号。

## 数据发送方法和数据接收方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送多个数据序列的数据发送方法，以及使用多根接收天线接收多个数据序列的数据接收方法。更具体地，本发明涉及即便在存在随传输路径而改变的频率误差的情形也能够提高对传播系数反函数的估算精度并抑制特征退化的数据发送方法和数据接收方法。

### 背景技术

[0002] 近年来，作为在宽带移动通信中使用的传输方法，MIMO-OFDM（多输入多输出正交频分复用）引起了注意。以下将描述 MIMO-OFDM。

[0003] 对于诸如无线 LAN 等移动通信，已将 OFDM，一种多载波传输作为抗多径环境中出现的频率选择性衰落的调制技术来使用。以提高频率使用效率为目的，已经提出了一种经由空间划分所得的多条路径在发送器和接收器之间执行多路复用通信的技术，其中使用多根发送天线和多根接收天线来构造 MIMO 信道（以下将该技术称为 MIMO）。在 MIMO 中，信道数可通过发送天线数来增加。

[0004] 关于多径稳健的 OFDM 与提高频率使用效率的 MIMO 的结合是 MIMO-OFDM。在例如日本专利公开第 2003-60604 号中揭示了一种应用 MIMO-OFDM 的常规传输装置。图 18 是示出该常规传输装置的示例性结构的框图。在图 18 中，该常规传输装置是发送天线数为 2 且接收天线数为 2 的传输装置（即， $2 \times 2$  MIMO-OFDM 传输装置）。

[0005] 在图 18 中，该常规传输装置由发送装置和接收装置组成。发送装置包括前同步码生成部分 901、数据解调部分 902 和 903、多路复用器 904 和 905、正交调制部分 906 和 907、本机振荡器 908、以及发送天线 TX1 和 TX2。接收装置包括接收天线 RX1 和 RX2、本机振荡器 909、正交解调部分 910 和 911、频率误差估算部分 912 和 913、平均值部分 914、频率校正部分 915 和 916、传播反函数估算部分 917、以及数据解调部分 918 和 919。

[0006] 在发送设备中，前同步码生成部分 901 生成同步前同步码 Ssync 和传播系数估算前同步码 Sref。数据调制部分 902 使要从发送天线 TX1 发送的数据（以下称为数据序列 1）通过 OFDM 调制以输出数据码元序列 1。数据调制部分 903 使要从发送天线 TX2 发送的数据（以下称为数据序列 2）通过 OFDM 调制以输出数据码元序列 2。

[0007] 多路复用器 904 将数据码元序列 1、同步前同步码 Ssync 和传播系数估算前同步码 Sref 通过时分多路复用以生成传输帧 1。多路复用器 905 将数据码元序列 2、同步前同步码 Ssync 和传播系数估算前同步码 Sref 通过时分多路复用以生成传输帧 2。图 19 是示出常规传输装置中所使用的示例性传输帧的图。在图 19 中，传输帧中，同步前同步码 Ssync 和传播系数估算前同步码 Sref 被插在数据码元序列之前。

[0008] 传输帧 1 由正交调制部分 906 和本机振荡器 908 转换为无线电信号。传输帧 2 由正交调制部分 907 和本机振荡器 908 转换为无线电信号。已被转换为无线电信号的传输帧 1 和传输帧 2 从发送天线 TX1 和发送天线 TX2 被同时发送。

[0009] 由多根发送天线 TXi 发送的无线电信号经由不同的路径被多根接收天线 RXj 接

收。注意 i 表示发送天线号,而 j 表示接收天线号。在此,当发送天线 TX<sub>i</sub> 和接收天线 RX<sub>j</sub> 之间的传输路径表示为 p(i, j) 时,在 2×2MIMO 的情形中,常规传输装置有 4 条传输路径 p(1,1)、p(1,2)、p(2,1) 和 p(2,2)。当传输路径 p(i, j) 所拥有的传播系数表示为 h(i, j), 并且由发送天线 TX<sub>i</sub> 发送的发送信号表示为 T<sub>i</sub> 时,由接收天线 RX<sub>j</sub> 接收的接收信号 R<sub>j</sub> 可由表达式 (1) 和 (2) 表示。

[0010]  $R_1 = h(1,1)T_1 + h(2,1)T_2 \dots (1)$

[0011]  $R_2 = h(1,2)T_1 + h(2,2)T_2 \dots (2)$

[0012] 在接收装置中,接收信号 R<sub>1</sub> 被本机振荡器 909 和正交解调部分 910 转换到对后续阶段处理为最优的频带。频率误差估算部分 912 基于同步前同步码 Ssync 估算接收信号 R<sub>1</sub> 中所包含的频率误差(以下称为频率误差 1)。类似地,接收信号 R<sub>2</sub> 被本机振荡器 909 和正交解调部分 911 转换到对后续阶段处理为最优的频带。频率误差估算部分 913 基于同步前同步码 Ssync 估算接收信号 R<sub>2</sub> 中所包含的频率误差(以下称为频率误差 2)。频率误差 1 和频率误差 2 由平均值部分 914 平均。

[0013] 频率校正部分 915 基于由平均值部分 914 平均的频率误差来校正接收信号 R<sub>1</sub> 的频率。频率校正部分 916 基于由平均值部分 914 平均的频率误差来校正接收信号 R<sub>2</sub>。频率已被校正的接收信号 R<sub>1</sub> 和 R<sub>2</sub> 被输入到传播反函数估算部分 917。传播反函数估算部分 917 基于接收信号 R<sub>1</sub> 和接收信号 R<sub>2</sub> 中所包含的传播系数估算前同步码 Sref 来估算传播系数 h(i, j) 的反函数,并基于估算所得的反函数将多路复用的发送信号 T<sub>1</sub> 和 T<sub>2</sub> 分离。数据解调部分 918 将已分离的发送信号 T<sub>1</sub> 通过 OFDM 解调以输出数据序列 1。类似地,数据解调部分 919 将已分离的发送信号 T<sub>2</sub> 通过 OFDM 解调以输出数据序列 2。

[0014] 发明揭示

[0015] 本发明所要解决的问题

[0016] 但是,在常规传输装置中,是基于从多根发送天线发送的相同的同步前同步码 Ssync 来估算频率误差的。因此,可为每根接收天线估算频率误差,但不能为每条传输路径估算频率误差。频率误差随发送路径而改变,因为传输系数之间没有任何相关性,所以就有因多径衰落等而产生的不同的多普勒频移。因此,在常规传输装置中,传输路径中发生的频率误差通过空间多路复用被累加,从而降低了传播系数反函数估算和均衡的精度,从而导致特征的退化。

[0017] 因此,本发明的目的是为使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送多个数据序列的发送装置、和经由多根接收天线接收多个数据序列的接收装置提供一种数据发送方法和数据接收方法,即便在频率误差随传输路径而改变的时候,这些方法仍能够提高传播系数反函数估算的精度,由此抑制了特征的退化。

[0018] 这些问题的解决方案

[0019] 本发明针对使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线向多根接收天线发送多个数据序列的发送装置的数据发送方法。为达到上述目的,本发明的数据传输方法包括将其中向隔开预定频率间隔并相互正交的多个副载波分配预定振幅和相位的同步码元划分到多根发送天线中以生成多个同步子码元的步骤,将多个同步子码元转换为无线电信号的步骤,以及从多根发送天线同步发送这些无线电信号的步骤。

[0020] 较佳的是,该数据发送方法还包括将要从多根发送天线发送的多段发送数据调制

成多个数据码元序列，并生成在每根发送天线之间正交的传播系数估算码元，以作为用于估算发送天线和接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元。转换和发送步骤包括为多根发送天线中的每一根将数据码元序列、同步子码元和传播系数估算码元多路复用为传输帧，并将为多根发送天线中的每一根多路复用的传输帧转换为无线电信号。

[0021] 调制为数据码元序列的步骤包括通过基于发送数据将振幅和相位应用于多个副载波中预定的一个来生成数据载波，通过对除该数据载波之外的副载波分配已知的相位和振幅来生成导频载波，以及将数据载波和导频载波正交地多路复用为多个数据码元，并将这多个正交地多路复用的数据码元作为数据码元输出。

[0022] 在生成导频载波的步骤中，仅对要从多根发送天线同时发送的诸数据码元中的一个分配已知的相位和振幅作为导频载波，向要被同时发送的其它数据码元分配振幅 0 作为导频载波。

[0023] 在转换和发送步骤中，为了达到在多根发送天线之间的同步，使用诸发送天线公用的单个发送本机振荡器，或是诸发送天线之间不同的多个发送本机振荡器。

[0024] 本发明还针对经由多根接收天线接收使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送的多个数据序列的接收装置的数据接收方法。本发明的数据接收方法包括为每根接收天线接收多个数据序列的步骤，为每根接收天线将由多根接收天线接收的诸数据序列同步和解调的步骤，以及基于为每根接收天线解调的接收信号以及接收信号中所包括的同步子码元，为发送天线和接收天线之间的多条传输路径估算每条传输路径所拥有的特征的步骤。注意，多个数据序列包括通过将由多个相互正交的副载波组成的同步码元划分到多根发送天线中而生成的同步子码元。

[0025] 较佳的是，为每条传输路径估算特征的步骤包括从为每根接收天线解调的接收信号与接收信号中包括的同步子码元之间的相关性来估算每条传输路径中所发生的频率误差。该数据接收方法还包括，在为每条传输路径估算特征的步骤以后，基于估算出来的频率误差来校正接收信号的频率。

[0026] 校正接收信号的频率的步骤包括通过对估算出来的每条传输路径中发生的频率误差进行加权平均，来为每根接收天线计算用于校正接收信号的频率校正值，并基于为每根接收天线计算所得的频率校正值来校正接收信号的频率，并输出具有经校正的频率的接收信号。

[0027] 在估算频率误差的步骤中，可基于接收信号与接收信号中所包括的同步子码元之间的校正值的峰值定时的加权平均来生成接收码元定时。

[0028] 较佳的是，接收信号包括在每条发送天线之间相互正交的传播系数估算码元以作为用于估算发送天线和接收天线之间的多条传输路径所拥有的传播系数的反函数的码元。在此情形中，该数据接收方法还包括，在校正接收信号频率的步骤之后，基于具有经校正的频率的接收信号中所包括的传播系数估算码元来为多条传输路径中的每一条估算传播系数的反函数，并基于估算出来的反函数，从多个接收信号中分离出从多根发送天线发送的信号。

[0029] 该数据接收方法还可包括，在同步和解调步骤与为每条传输路径计算特征的步骤之间，基于由同步和解调步骤为每根接收天线解调的接收信号与从接收信号中所包括的同

步子码元合成的同步码元之间的相关性,来为每根接收天线计算经解调的接收信号中所包括的频率误差,通过对估算出来的频率误差进行加权平均,来计算关于多个接收信号的平均频率误差,以及基于计算所得的平均频率误差校正值来校正多个接收信号的频率的第二校正步骤。

[0030] 接收步骤可包括使用根数多于多个数据序列的个数的接收天线来接收从多根发送天线发来的信号,确定由这较多根数的接收天线接收的信号的接收电平,以及根据所确定的接收电平,来选择或组合由这较多根树的接收天线接收的信号。

[0031] 在同步和解调步骤中,为在多根接收天线之间实现同步,使用诸接收天线公用的单个接收本机振荡器,或是诸接收天线之中不同的多个接收本机振荡器。

[0032] 为每条传输路径估算特征的步骤可包括通过基于为每根接收天线解调的接收信号中所包括的同步子码元,内插接收信号中所包括的多个副载波的相位和振幅来为每条传输路径估算大致的频率特征。该数据接收方法还包括,在为每条传输路径估算特征之后,基于估算出来的每条传输路径的大致频率特征来估算多条传输路径所拥有的传播系数的反函数,并基于估算出来的反函数来从多个接收信号中分离出由多根发送天线发送的信号。

[0033] 本发明还针对一种使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线向多根接收天线发送多个数据序列的数据发送装置。为实现上述目的,本发明的发送装置包括多个同步子码元生成部分、多个调制部分、以及多根发送天线。这多个同步子码元生成部分将其中向隔开预定频率间隔的多个副载波分配预定振幅和相位的同步码元划分到多根发送天线中以生成在多根发送天线的每一根之间正交的多个同步子码元。这多个调制部分为相应的发送天线调制多个同步子码元。这多根发送天线同时发送由多个调制部分调制的信号。

[0034] 本发明还针对一种经由多根接收天线来接收使用 MIMO-OFDM 从多根发送天线发送的多个数据序列的接收装置。为实现上述目的,本发明的接收装置包括多根接收天线、多个解调部分、多个同步子码元相关部分、以及多个频率校正部分。这多根接收天线接收多个数据序列。这多个解调部分为每根接收天线同步和解调由多根接收天线接收的数据序列。这多个同步子码元相关性部分为每条传输路径从接收信号与接收信号中所包括的同步子码元之间的相关性估算为每根接收天线解调的接收信号中所包括的频率误差。这多个频率校正部分基于为多根接收天线中的每一根估算的频率误差来校正接收信号的频率。注意,多个数据序列包括通过为多根发送天线中的每一根将由相互正交的多个副载波组成的同步码元分割而生成的同步子码元。

[0035] 本发明的效果

[0036] 如上所述,根据本发明,在该发送装置中,其中向隔开预定频率间隔的多个副载波分配预定振幅和相位的同步码元被划分到多根发送天线中,由此能够从多根发送天线发送多个相互正交的同步子码元。在该接收装置中,通过计算接收信号中所包括的同步子码元与接收信号之间的相关性,就能够估算每条传输路径中发生的载波频率误差和传播延迟。由此,传输装置为每根接收天线将这些估算所得的误差加权平均以校正接收信号,从而提高了传播系数反函数的估算精度。

[0037] 在该接收装置中,可通过计算由每根接收天线接收的接收信号与同步码元 Ssync 之间的相关性来估算关于多根接收天线的平均频率误差。由此,该传输装置可对消发送和接收本机振荡器之间的频率误差,由此就能够更加正确地执行后续阶段的同步子码元校正

计算。

[0038] 在该接收装置中,能够使用同步子码元来预先大致地估算每条传输路径的频率特征。由此,该传输装置可提高传播系数反函数估算的精度。

[0039] 在该接收装置中,即使当特定副载波的接收电平在频率选择性衰落的环境中降低的时候,同步子码元的相关性也可通过由多根接收天线的选择或组合引起的接收分集效应来正确地计算同步子码元的相关性。由此,该传输装置可更加正确地校正每条传输路径中的载波频率误差,从而提高传播系数反函数估算的精度。

[0040] 在该发送装置中,可由数据调制部分通过向预定副载波分配已知相位和振幅来在数据码元中生成导频载波。此外,在该接收装置中,即使是在使用同步码元的频率估算中存在残余误差的时候,也使用数据码元的导频载波来为每条传输路径估算残余误差和校正传播系数,由此就能够提高传播系数反函数估算的精度。此外,在该传输装置中,即使是当特定副载波的接收电平在频率选择性衰落环境中下降的时候,也可通过接连向所有副载波分配导频载波来降低导频载波的接收电平降低的可能性。此外,通过上述的导频副载波分配方法,可使每个副载波的传播路径估算值内插的精度均一。

#### [0041] 附图简述

[0042] [ 图 1] 图 1 是示出根据本发明的第一实施例的传输装置的示例性结构的框图。

[0043] [ 图 2] 图 2 是用于解释同步子码元 Stx1 和 Stx2 的图。

[0044] [ 图 3] 图 3 是示出示例性传输帧的图。

[0045] [ 图 4] 图 4 是示出由多路复用器 106 和 107 生成的示例性传输帧的图。

[0046] [ 图 5] 图 5 是示出在发送天线之间使用不同的本机振荡器的传输装置的示例性结构的框图。

[0047] [ 图 6] 图 6 是用于解释同步子码元校正部分 114 和 115 的详细操作的图。

[0048] [ 图 7] 图 7 是示出根据本发明的第二实施例的接收装置的示例性结构的框图。

[0049] [ 图 8] 图 8 是示出插入了同步码元 Ssync 的示例性传输帧的图。

[0050] [ 图 9] 图 9 是示出根据本发明的第三实施例的传输装置的示例性结构的框图。

[0051] [ 图 10] 图 10 是用于解释传播系数大致估算部分 301 到 304 的操作的图。

[0052] [ 图 11] 图 11 是示出根据本发明的第四实施例的接收装置的示例性结构的框图。

[0053] [ 图 12] 图 12 是示出总共包括根数多于接收系统个数的接收天线的接收装置的示例性结构的框图。

[0054] [ 图 13] 图 13 是示出根据本发明的第五实施例的传输装置的示例性结构的框图。

[0055] [ 图 14] 图 14 是示出本发明的第五实施例的数据调制部分 502 和 504 的示例性结构的框图。

[0056] [ 图 15] 图 15 是示出本发明的第五实施例的传播反函数估算部分 522 的示例性结构的框图。

[0057] [ 图 16] 图 16 是示出由数据调制部分 502 和 504 生成的示例性数据码元序列的图。

[0058] [ 图 17] 图 17 是图示出导频载波的时间轴 - 频率轴排列的图。

[0059] [ 图 18] 图 18 是示出常规传输装置的示例性结构的框图。

[0060] [ 图 19] 图 19 是示出常规传输装置中使用的示例性传输帧的图。

- [0061] 参考标号描述
- [0062] TX1, TX2 发送天线
- [0063] RX1, RX2 接收天线
- [0064] 101, 105 同步子码元生成部分
- [0065] 102, 104, 502, 504 数据调制部分
- [0066] 103 传播系数估算码元生成部分
- [0067] 106, 107 多路复用器
- [0068] 108, 110 正交调制部分
- [0069] 109 发送本机振荡器
- [0070] 112 接收本机振荡器
- [0071] 111, 113 正交解调部分
- [0072] 114 到 117 同步子码元相关部分
- [0073] 118, 119, 203 加权平均部分
- [0074] 120, 121 频率校正部分
- [0075] 122, 322, 522 传播反函数估算部分
- [0076] 123, 124 数据解调部分
- [0077] 201, 202 同步码元相关性部分
- [0078] 204, 205 频率校正部分
- [0079] 301 到 304 传播系数大致估算部分
- [0080] 401, 402 接收电平确定部分
- [0081] 403, 404 选择组合部分
- [0082] 5021, 5041 数据载波映射部分
- [0083] 5022, 5042 导频载波生成部分
- [0084] 5023, 5043 正交多路复用部分
- [0085] 5221, 5222 正交分离部分
- [0086] 5223 传播路径特征估算部分
- [0087] 5224 到 5227 PC 提取部分
- [0088] 5228 到 5231 传播路径系数大致估算部分
- [0089] 5232 传播路径特征更新部分
- [0090] 5233 传播路径反函数计算部分
- [0091] 5234 信道分离部分
- [0092] 实现本发明最佳模式
- [0093] (第一实施例)
  - [0094] 图 1 是示出根据本发明第一实施例的传输装置的示例性结构的框图。在此，该传输装置有两条发送天线和两条接收天线（即， $2 \times 2$ MIMO 结构）。
  - [0095] 在图 1 中，本发明第一实施例的传输装置由发送装置和接收装置组成。发送装置包括发送天线 TX1 和 TX2、同步子码元生成部分 101 和 105、数据调制部分 102 和 104、传播系数估算码元生成部分 103、多路复用器 106 和 107、正交调制部分 108 和 110、以及发送本机振荡器 109。接收装置包括接收天线 RX1 和 RX2、正交解调部分 111 和 113、接收本机振

荡器 112、同步子码元相关部分 114 到 117、加权平均部分 118 和 119、频率校正部分 120 和 121、传播反函数估算部分 122、以及数据解调部分 123 和 124。

[0096] 在发送装置中，发送天线 TX1 和 TX2 是用于发送无线电信号的天线。同步子码元生成部分 101 和 105 生成在各发送天线之中不同的同步子码元 Stx。数据调制部分 102 和 104 调制在各发送天线之中不同的数据序列，并把结果作为数据码元序列输出。传播系数估算码元生成部分 103 生成用于估算传播系数反函数的码元（以下称为传播系数估算码元 Sref）。多路复用器 106 和 107 多路复用同步子码元 Stx、传播系数估算码元 Sref 和数据码元序列，并把结果作为传输帧输出。发送本机振荡器 109 是用于保持多路复用器 106 与多路复用器 107 之间的同步的振荡器。

[0097] 在接收装置中，接收天线 RX1 和 RX2 是用于接收无线电信号的天线。正交解调部分 111 和 113 解调经由接收天线接收的无线电信号，并把结果作为接收信号输出。接收本机振荡器 112 是用于保持正交解调部分 111 与正交解调部分 113 之间的同步的振荡器。同步子码元相关部分 114 到 117 获得接收信号与同步子码元 Stx 之间的相关，以估算相应传输路径的频率误差。加权平均部分 118 和 119 计算响应传输路径的频率误差的加权平均，以计算相应接收天线的频率校正值。频率校正部分 120 和 121 基于计算所得的频率校正值来校正接收信号的频率。传播反函数估算部分 122 基于经频率校正的接收信号中所包含的传播系数估算码元 Sref，将由发送天线发送的数据序列与接收信号分离。数据解调部分 123 和 124 对由传播反函数估算部分 122 分离的数据序列解调。

[0098] 以下，将描述第一实施例的传输装置中所包括的发送装置和接收装置的操作。

[0099] [发送装置的操作]

[0100] 在发送装置中，同步子码元生成部分 101 和 105 生成在各发送天线之中不同的同步子码元 Stx。特别地，同步子码元生成部分 101 为发送天线 TX1 生成同步子码元 Stx1。同步子码元生成部分 105 为发送天线 TX2 生成同步子码元 Stx2。图 2 是用于解释同步子码元 Stx1 与 Stx2 的图。

[0101] 参考图 2，同步子码元 Stx1 和 Stx2 由从同步码元 Ssync 中所包含的多个副载波中提取的预定副载波组成。同步码元 Ssync 由隔开预定的副载波频率间隔并相互正交的多个副载波组成。对每个副载波分配了预定的振幅和相位。同步码元 Ssync 有这样一个属性，当通过傅立叶变换等正交地多路复用这些副载波，以将它们转换为时间轴上表示的信号时，以上述预定频率间隔倒数的时间周期出现重复的波形。

[0102] 同步子码元生成部分 101 和 105 将构成同步码元 Ssync 的多个副载波划分成个数为发送天线数 N 的分组。例如，同步子码元生成部分 101 分配偶数的副载波作为要从发送天线 TX1 发送的码元，进而通过傅立叶变换等对它们进行正交多路复用以生成同步子码元 Stx1。同步子码元生成部分 105 分配奇数的副载波作为要从发送天线 TX2 发送的码元，进而通过傅立叶变换等对它们进行正交多路复用以生成同步子码元 Stx2。同步子码元 Stx1 和 Stx2 在副载波的位置上是相互不同的，且在频域中是正交的。因此，即使同步子码元 Stx1 和 Stx2 在空间中被多路复用，但它们仍能被容易地分离。并且在同步子码元 Stx1 和 Stx2 中，以在上述预定频率间隔倒数的时间周期出现重复的波形。因此，接收装置能基于该重复波形来估算载波频率误差。

[0103] 数据调制部分 102 调制要从发送天线 TX1 发送的数据（以下称为数据序列 1）以

输出数据码元序列 1。数据调制部分 104 调制要从发送天线 TX2 发送的数据序列（以下称为数据序列 2）以输出数据码元序列 2。

[0104] 传播系数估算码元生成部分 103 生成传播系数估算码元 Sref。传播系数估算码元 Sref 是在发送天线之间正交以便估算每条传输路径的传播系数反函数的码元。当从发送天线 TX1 发送的码元由 Sref1 表示，而从发送天线 TX2 发送的码元由 Sref2 表示时，传播系数估算码元生成部分 103 在例如某个时间 T1 输出 Sref 作为 Sref1，并以不输出码元作为 Sref2。传播系数估算码元生成部分 103 在另一个时间 T2 以不输出码元作为 Sref1，而输出 Sref 作为 Sref2。由此，传播系数估算码元生成部分 103 可使 Sref1 与 Sref2 在时间上相互正交。

[0105] 数据码元序列 1、传播系数估算码元 Sref1、以及同步子码元 Stx1 被输入到多路复用器 106。数据码元序列 2、传播系数估算码元 Sref2、以及同步子码元 Stx2 被输入到多路复用器 107。多路复用器 106 多路复用所接收到的数据码元序列 1、传播系数估算码元 Sref1、以及同步子码元 Stx1 以生成传输帧 F1。类似地、多路复用器 107 多路复用所接收到的数据码元序列 2、传播系数估算码元 Sref2、以及同步子码元 Stx2 以生成传输帧 F2。图 3 是示出由多路复用器 106 和 107 生成的示例性传输帧的图。参考图 3，在这些传输帧中，同步子码元 Stx 和传播系数估算码元 Sref 是被插在数据码元序列之前。

[0106] 传输帧 F1 由正交调制部分 108 和发送本机振荡器 109 转换为无线电信号。传输帧 F2 由正交调制部分 110 和发送本机振荡器 109 转换为无线电信号。已被转换为无线电信号的传输帧 F1 和传输帧 F2 从发送天线 TX1 和发送天线 TX2 被同时发送。

[0107] 尽管在图 3 的传输帧中，同步子码元 Stx 和传播系数估算码元 Sref 是被插在数据码元序列之前，但是同步子码元 Stx 和传播系数估算码元 Sref 中的任何一个或是两者可在预定间隔处插到数据码元序列中。图 4 是示出 Stx 和 Sref 都被插到数据码元序列中的示例性传输帧的图。有了这样一个传输帧，即使是当传播特征中发生时间变化时，该传输装置仍能通过使用在预定间隔处被插入的这些码元重新估算传播特征来跟上时间变化。由此，即使是在传播特征中发生时间变化时，该传输装置仍可抑制接收特征的退化。

[0108] 该发送装置可使用诸发送天线之中不同的发送本机振荡器。图 5 是示出使用在发送天线之中不同的本机振荡器的传输装置的示例性结构的框图。参考图 5，该发送装置包括对应于发送天线 TX1 的本机振荡器 109a、以及对应于发送天线 TX2 的本机振荡器 109b。这样一个发送装置在发送天线的排列上可以有一定程度的自由。包括这一发送装置的传输装置可通过诸发送天线的某种排列来减少传输路径之间的相关性，由此使有效地执行空间多路复用变为可能。此外，在使用单个发送本机振荡器的情况下，不仅可使用 MIMO 专用的、从多根天线执行发送的高频部分，还可使用一般的高频部分。

[0109] [接收装置的操作]

[0110] 从发送天线 TX1 和 TX2 同时发送的无线电信号由接收天线 RX1 和 RX2 经由多条空间路径接收。由接收天线 RX1 接收的信号（以下称为接收信号 R1）由正交解调部分 111 和接收本机振荡器 112 解调，然后被输入到同步子码元相关性部分 114 和 115、以及频率校正部分 120。类似地，由接收天线 RX2 接收的信号（以下称为接收信号 R2）由正交解调部分 113 和接收本机振荡器 112 解调，然后被输入到同步子码元相关性部分 116 和 117、以及频率校正部分 121。

[0111] 在此,发送天线 TX<sub>i</sub> 与接收天线 RX<sub>j</sub> 之间的传输路径表示为 p(i, j),而传输路径 p(i, j) 所拥有的传播系数表示为 h(i, j)。在此情形中,由接收天线 RX<sub>i</sub> 接收的同步子码元可表示为 h(1, 1)Stx1+h(2, 1)Stx2,因为发送天线 TX1 发送同步子码元 Stx1, 而发送天线 TX2 发送同步子码元 Stx2,其中 i 是发送天线号,而 j 是接收天线号。

[0112] 特别地,因为 Stx1 和 Stx2 相互正交,所以当计算接收信号 RX1 与 Stx1 之间的相关性时,Stx2 的各项为零,因此,基于 Stx1,同步子码元相关性部分 114 可估算关于传输路径 p(1, 1) 的信息。类似地,当计算接收信号与 Stx2 之间的相关性时,Stx1 的各项为零,因此,基于 Stx2,同步子码元相关性部分 115 可估算关于传输路径 p(2, 1) 的信息。

[0113] 图 6 是用于解释同步子码元相关性部分 114 和 115 的详细操作的图。参考图 6(a) 和 (b),在从 TX1 和 TX2 发送的同步子码元 Stx1 和 Stx2 中,出现如上所述的具有预定周期的重复波形。在图 6(c) 中,示出了接收天线 RX1 的接收信号(以下称为 Rx1 接收信号)。同步子码元相关部分 114 和 115 计算同步子码元 Stx1 和 Stx2 的重复波形与 RX1 接收信号之间的复相关性。参考图 6(d),在 RX1 接收信号与 Stx1 之间的相关性值(以下称为 Stx1 相关性值)中,在 RX1 接收信号匹配 Stx1 的重复波形时出现复相关性值的峰值。参考图 6(e),当发生载波频率误差时,在每个相关性峰值定时处,相关性值的相位就改变,因此,基于改变量,同步子码元相关部分 114 可估算在传输路径 p(1, 1) 中发生的载波频率误差。

[0114] 参考图 6(f) 和 (g),以类似的方式,同步子码元相关部分 115 估算在传输路径 p(2, 1) 中发生的载波频率误差。以类似的方式,同步子码元相关部分 116 和 117 还计算同步子码元 Stx1 和 Stx2 的重复波形与接收信号 R2 之间的复相关性,以估算在传输路径 p(1, 1) 和 p(2, 2) 中发生的载波频率误差。

[0115] 同步子码元相关部分 114 到 117 可通过 Stx 的重复波形与接收信号之间的交叉相关性计算来计算 Stx 相关性值。或者,同步子码元相关部分 114 到 117 可使用单频 DFT 来提取 Stx 中所包括的一些副载波,并基于所提取的副载波中相位改变的平均值来计算 Stx 相关性值。在这一情形中,发送装置重复地发送 Stx,并且在接收装置中,同步子码元相关部分 114 到 117 计算重复波形的相关性。如果可在预定的间隔检测到预定次数的重复波形的相关性峰值,则同步子码元相关部分 114 到 117 可计算 Stx 长度关于后续接收的 Stx 序列的相关性。同步子码元相关部分 114 到 117 可通过延长这一相关性计算时间周期,来以较高的精度检测发送器和接收器之间的相位差。

[0116] 同步子码元相关部分 114 到 117 所获得的对于相应传输路径的载波频率误差被输入到加权平均部分 118 和 119。加权平均部分 118 将传输路径 p(1, 1) 和 p(2, 1) 的载波频率误差加权平均,以计算关于接收天线 RX1 的频率校正值。类似地,加权平均部分 119 将传输路径 p(1, 2) 和 p(2, 2) 的载波频率误差加权平均以计算关于接收天线 RX2 的频率校正值。

[0117] 加权平均部分 118 和 119 应用与每个同步子码元 Stx 的相关性量成比例的权重。或者,后续阶段的数据解调部分 123 和 124 可为每根发送天线计算接收误差率。基于该误差率,加权平均部分 118 和 119 对经由具有频率误差的传输路径(即,不良的传播路径)应用较小的权重。

[0118] 当同步子码元在预定间隔被插到传输帧中时(见图 4),加权平均部分 118 和 119 可将先前估算的载波频率误差与从当前同步子码元估算的载波频率误差平均。这样的一个

传输装置可在抑制由于噪声等引起的估算误差而产生的频率校正值的显著变化的同时跟上载波频率误差的时间变化,由此使提高传播系数反函数的估算精度成为可能。

[0119] 基于由加权平均部分 118 和 119 计算的每根接收天线的频率校正值,频率校正部分 120 和 121 校正接收信号 R1 和 R2 的频率。传播反函数估算部分 122 从经频率校正的接收信号 R1 和 R2 提取传播系数估算码元 Sref,并估算每条传输路径的传播系数反函数以执行对消干扰分量的均衡,由此将从发送天线 TX1 和 TX2 发送的数据码元序列分离。特别地,从发送天线 TX1 发送的数据被分离出来作为数据码元序列 1。从发送天线 TX2 发送的数据被分离出来作为数据码元序列 2。分离出来的数据码元序列 1 在数据解调部分 123 中被解调为数据序列 1。类似地,分离出来的数据码元序列 2 在数据解调部分 124 中被解调为数据序列 2。

[0120] 注意,接收装置从在同步子码元校正部分 114 到 117 中获得的相关性峰值定时处检测到在每条传输路径发生的传播延迟,由此使建立大致的帧同步成为可能。接收装置根据这些相关性峰值定时处的相关性量来将这些相关性峰值定时加权平均,并基于该结果生成码元定时,由此使在传播反函数估算部分 122 中提取 Sref 期间抑制码元间干扰成为可能。

[0121] 接收装置可使用在接收天线之中不同的接收本机振荡器。通过使用多个接收本机振荡器,接收装置可在接收天线的排列上具有一定程度的自由。在包括这样一个接收装置的传输装置中,可通过诸接收天线的某种排列来减少传输路径之间的相关性,由此使有效地执行空间多路复用变为可能。此外,在使用单个接收本机振荡器的情况下,不仅可使用 MIMO 专用的、从多根天线执行接收的高频部分,还可使用一般的高频部分。

[0122] 如上所述,根据本发明第一实施例的发送装置,在其中向隔开预定频率间隔 的多个副载波分配预定振幅和相位的同步码元被划分到多根发送天线中,由此使从多根发送天线同步地发送相互正交的多个同步子码元成为可能。根据接收装置,通过计算接收信号中所包括的同步子码元与该接收信号之间的相关性,就可能估算每条传输路径中所发生的载波频率误差和传播延迟。由此,该传输装置将每根接收天线的估算误差加权平均以校正接收信号,由此提高了传播系数反函数估算的精度。

[0123] (第二实施例)

[0124] 根据第二实施例的传输装置与第一实施例的传输装置(见图 1)在接收装置的结构上有所不同。在第一实施例的传输装置中,当发送本机振荡器 109 与接收本机振荡器 112 之间有很大的频率误差时,就有同步子码元相关性部分 114 到 117 不能正确计算相关性这一可能性。特别地,当使用单频 DFT 来进行相关性计算时,如果频繁误差中发生的偏差对应于傅立叶变换的频率槽间隔的 1/2 或以上,则同步子码元相关性部分 114 到 117 不能正确地提取副载波。因此,第二实施例的接收装置预先校正发送和接收本机振荡器之间的平均频率误差。

[0125] 图 7 是示出本发明第二实施例的接收装置的示例性结构的框图。在第二实施例中,将以相同的参考标号来指示与第一实施例中的相同的构成部分,并且不再对其进行解释。在图 7 中,第二实施例的接收装置与第一实施例的接收装置差别在于,第二实施例的接收装置中还包括同步码元相关部分 201 和 202、加权平均部分 203、以及频率校正部分 204 和 205。

[0126] 同步码元相关部分 201 将接收天线 RX1 所接收的信号中所包括的同步子码元 Stx1 和 Stx2 组合以生成同步码元 Ssync。同步码元 Ssync 有上述具有预定周期的重复波形。因此,同步码元相关部分 201 可从接收信号与同步码元 Ssync 的重复波形之间的相关性来计算接收天线 RX1 中所发生的平均频率误差。类似地,同步码元相关部分 202 可计算在接收天线 RX2 中所发生的平均频率误差。

[0127] 加权平均部分 203 将同步码元相关部分 201 和 202 计算所得的接收天线平均误差加权平均以获得关于接收信号的频率校正值。在此情形中,加权平均部分 203 可应用与每个同步码元 Ssync 的相关性量成比例的权重。或者,加权平均部分 203 可应用与每根接收天线所接收的信号的等级成比例的权重。

[0128] 频率校正部分 204 和 205 基于加权平均部分 203 中所获得的频率校正值来为每根接收天线校正接收信号的频率,以消去发送和接收本机振荡器之间的频率误差。

[0129] 尽管在第二实施例的传输装置中使用了和第一实施例中的(见图 3)相同的传输帧,但是也可使用可把同步码元 Ssync 预先插在同步子码元 Stx 之前的传输帧。图 8 是示出插入了同步码元 Ssync 的示例性传输帧的图。通过使用这样一个传输帧,第二实施例的传输装置可从多根天线发送被包括在同步码元 Ssync 中的所有副载波。由此,即使接收电平在某条传输路径中很低,该传输装置也能以高精度来检测同步码元 Ssync 的相关性。

[0130] 如上所述,根据本发明第二实施例的接收装置,可通过计算每根接收天线所接收的接收信号与同步码元 Ssync 之间的相关性来估算关于多根接收天线的平均频率误差。由此,该传输装置可消去发送和接收本机振荡器之间的频率误差,由此使更加正确地执行后续阶段的同步子码元相关性计算成为可能。

### [0131] (第三实施例)

[0132] 图 9 是示出根据本发明第三实施例的传输装置的示例性结构。在第三实施例中,将以相同的参考标号来指示与第一实施例中的相同的构成部分,并且不再对其进行解释。第三实施例的传输装置与第一实施例的传输装置(见图 1)的差别在于接收装置的结构。在图 9 中,第三实施例的接收装置包括接收天线 RX1 和 RX2、正交解调部分 111 和 113、接收本机振荡器 112、同步子码元相关部分 114 到 117、传播系数大致估算部分 301 到 304、传播反函数估算部分 322、以及数据解调部分 123 和 124。

[0133] 同步子码元相关性部分 114 到 117 可从上述接收信号与同步子码元 Stx 之间的相关性来估算关于每条传输路径的信息。当通过单频 DFT 等提取了同步子码元中所包括的副载波时,同步子码元相关性部分 114 到 117 可获得每个副载波的相位和振幅。

[0134] 图 10 是用于解释传播系数大致估算部分 301 到 304 的操作的图。注意,在图 10(a) 中,细的箭头指示经 OFDM 调制的数据码元序列(即,数据载波)的经空间多路复用的副载波。同步子码元相关性部分 114 从接收信号 RX1 中仅提取 Stx1 中所包括的副载波(见图 10(a)),并计算所提取的每个副载波的相位和振幅。传播系数大致估算部分 301 基于 Stx1 中所包括的副载波的相位和振幅,在相邻的副载波之间内插相位 - 振幅特征,由此使大致地估算传输路径 p(1,1) 的频率特征成为可能(见图 10(b))。

[0135] 类似地,传播系数大致估算部分 302 基于 Stx2 中所包括的副载波的相位和振幅,在相邻的副载波之间内插相位 - 振幅特征,由此使大致地估算传输路径 p(2,1) 的频率特征成为可能(见图 10(c))。

[0136] 由接收装置接收的数据载波(见图10(a))具有这两条传输路径p(1,1)和p(2,1)的特征的结合。因此,传播系数大致估算部分301到304使用同步子码元Stx来预先大致地估算传输路径的频率特征。传播反函数估算部分322基于大致频率特征来更精确地估算传播系数反函数。

[0137] 如上所述,根据本发明第三实施例的接收装置,就可能使用同步子码元Stx来预先大致地估算每条传输路径的频率特征。由此,传输装置可提高传播系数反函数后续阶段估算的精度。

[0138] 注意,可将使用第三实施例中所描述的传播系数大致估算部分301到304的技术与第一到第二实施例结合。

[0139] (第四实施例)

[0140] 根据第四实施例的传输装置在接收装置的结构上与第一实施例的传输装置(见图1)有所不同。在第一实施例的接收装置中,在频率选择性衰落的环境中,特定副载波的接收电平降低,这导致在同步子码元相关部分114到117中没有正确计算相关性这一可能性。特别地,在副载波个数很少的同步子码元的情形中,当某个副载波的接收电平降低时影响是很大的。因此,在第四实施例的接收装置中,为每个接收系统提供了多根接收天线,由此通过接收分集的方式减少了频率选择性衰落的影响。

[0141] 图11是示出根据本发明第四实施例的接收装置的示例性结构的框图。在第四实施例中,将以相同的参考标号来指示与第一实施例中的相同的构成部分,并且不再对其进行解释。

[0142] 在图11中,第四实施例的接收装置与第一实施例的接收装置的差别在于,第四实施例的接收装置包括接收天线RX1-1、RX1-2、RX2-1和RX2-2、接收电平确定部分401和402、以及选择组合部分403和404以代替接收天线RX1和RX2。

[0143] 在接收装置中,接收天线RX1-1和RX1-2是接收系统1中提供的多根天线。接收电平确定部分401比较多根接收天线的接收信号的接收电平。选择组合部分403基于接收电平确定部分401的比较结果来选择或组合多根天线的接收信号。例如,当RX1-1的接收电平高于RX1-2的接收电平时,选择组合部分403选择RX1-1的接收信号。或者,选择组合部分403可基于RX1-1的接收电平与RX1-2的接收电平之比来组合接收信号。或者,选择组合部分403可基于同步子码元相关性部分114和115的输出结果,在诸接收信号中选择同步副载波中所包括的副载波具有不大于或等于预定等级的等级的一个接收信号。

[0144] 并且在接收系统2中,接收电平确定部分402和选择组合部分404选择或组合多根接收天线RX2-1和RX2-2的接收信号。

[0145] 注意,第四实施例的接收装置总共可包括大于接收系统个数的根数的天线,而不是包括用于每个接收系统的多根天线。图12是示出总共包括大于接收系统个数的根数的接收天线的接收装置的示例性结构的框图。参考图12,该接收装置比较多根接收天线的接收电平以选择或组合接收信号,由此使提取对应于接收系统个数的接收信号成为可能。

[0146] 如上所述,根据本发明第四实施例的接收装置,即使在特定副载波的接收电平在频率选择性衰落的环境中降低时,同步子码元的相关性仍可通过选择多根接收天线的组合所引起的分集效应来正确地计算。由此,该传输装置可更加正确地纠正每条传输路径中的载波频率误差,由此提高传播系数反函数的估算精度。

[0147] 注意,可将在第四实施例中描述的为每个接收系统提供多根接收天线的方法与第一、第二和第三实施例结合。

[0148] (第五实施例)

[0149] 图13是示出根据本发明第五实施例的传输装置的示例性结构的框图。在图13中,本发明第五实施例的传输装置与第一实施例的传输装置(见图1)的差别在于数据调制部分502和504、以及传播反函数估算部分522。图14是示出本发明第五实施例的数据调制部分502和504的示例性结构的框图。图15是示出本发明第五实施例的传播反函数估算部分522的示例性结构的框图。

[0150] 在图14中,数据调制部分502包括数据载波映射部分5021、导频载波-1生成部分5022、以及正交多路复用部分5023。数据调制部分504包括数据载波映射部分5041、导频载波-2生成部分5042、以及正交多路复用部分5043。

[0151] 数据调制部分502以和第一实施例中类似的方式调制数据序列1以生成数据码元序列1。数据码元序列1是通过使多个副载波通过频率轴上的正交多路复用来获得的。以下将描述数据调制部分502中与第一实施例不同的操作。数据调制部分502向数据码元序列1中所包括的多个副载波中所包括的预定副载波分配已知的相位和振幅以生成导频载波。数据调制部分502基于数据序列1向除导频副载波以外的副载波分配相位和振幅以生成数据载波。

[0152] 在数据调制部分502中,数据载波映射部分5021基于输入数据序列1将相位和振幅映射到数据载波。在此情形中,使用PSK、QAM等作为映射规则。导频载波-1生成部分5022对预定副载波分配预定相位和振幅以作为导频载波。从数据载波映射部分5021和导频载波-1生成部分5022输出的多个副载波输出被输入到正交多路复用部分5023中。正交多路复用部分5023使这多个副载波通过正交多路复用以生成数据码元的时间轴波形(即,数据码元序列1)。注意,使用傅立叶逆变换、小波逆变换、离散余弦逆变换等作为正交多路复用。

[0153] 在数据调制部分504中,以和数据调制部分502中类似的方式生成数据码元序列2。

[0154] 图16是示出数据调制部分502和504所生成的示例性数据码元序列的图。在图16中,每个数据码元序列由四个数据码元组成,而每个数据码元由八个副载波组成。注意,这些数字可被任意扩展。

[0155] 在图16中,第一阶段和第四阶段指示相应的数据码元序列在时间轴上的排列。从发送天线TX1发送的数据码元序列1由四个数据码元D1-1、D1-2、D1-3和D1-4组成。类似地,从发送天线TX2发送的数据码元序列2由四个数据码元D2-1、D2-2、D2-3和D2-4组成。这些数据码元序列是同时从相应的天线发送的。特别地,对于数据码元序列,数据码元D1-1和D2-1在第一时间被同时发送,而数据码元D1-2和D2-2在第二时间被同时发送,依此类推。

[0156] 另一方面,在图16中,第二阶段和第三阶段指示相应的数据码元在频率轴上的排列。每个数据码元由八个副载波C-4、C-3、C-2、C-1、C+1、C+2、C+3和C+4组成。在指示各副载波的箭头之中,实线指示数据载波,而虚线指示导频载波。在副载波位置处缺少箭头指示具有0振幅的空载波。

[0157] 数据调制部分 502 对要在第一时间发送的数据码元 D1-1 和 D2-1 的第 C-1 和 C+4 号副载波分配导频载波。在此情形中,对 D1-1 的导频载波分配预定相位和大于 0 的振幅。另一方面,对 D2-1 的导频载波分配具有 0 振幅的空载波。由此,在要在第一时间发送的数据码元 D1-1 和 D2-1 中,仅从发送天线 TX1 发送第 C-1 和 C+4 号副载波。由此,在该接收装置中,在第一时间接收的数据码元的第 C-1 和 C+4 号副载波,就可能估算发送天线 TX1 与每根接收天线之间的传播系数 ( $h(1,1), h(1,2)$ )。

[0158] 接下来,在要在第二时间发送的数据码元 D1-2 和 D2-2 中,向导频载波分配和在第一时间所发送的导频载波相同的副载波号 (C-1 和 C+4)。注意,与在第一时间发送的导频载波相反,向 D2-2 的导频载波分配预定的相位和大于 0 的振幅,而向 D1-2 的导频载波分配具有 0 振幅的空载波。由此,在要在第二时间发送的数据码元 D1-1 和 D2-2 中,仅从发送天线 TX2 发送第 C-1 和 C+4 号副载波。由此,在接收装置中,使用在第二时间接收的数据码元的第 C-1 和 C+4 号副载波,由此使估算发送天线 TX2 与每根接收天线之间的传播系数 ( $h(2,1), h(2,2)$ ) 成为可能。

[0159] 并且在要在第三和第四时间发送的数据码元中,向第 C-3 和 C+2 号副载波分配导频载波。特别地,在要在第三时间发送的数据码元中,向 D1-3 的 C-3 和 C+2 分配预定的相位和大于 0 的振幅,而对 D2-3 的 C-3 和 C+2 分配具有 0 振幅的空载波。在要在第四时间发送的数据码元中,向 D1-4 的 C-3 和 C+2 分配具有 0 振幅的空载波,而向 D2-4 的 C-3 和 C+2 分配预定相位和大于 0 的振幅。由此,该接收装置可从在第三时间接收的数据码元估算  $h(1,1)$  和  $h(1,2)$ ,并从在第四时间接收的数据码元估算  $h(2,1)$  和  $h(2,2)$ 。

[0160] 图 17 是图示出导频载波的时间轴对频率轴排列的图。图 17(a) 示出从发送天线 TX1 发送的数据码元序列 1。图 17(b) 示出从发送天线 TX2 发送的数据码元序列 2。在此,横轴指示时间 (码元号),而纵轴指示频率 (副载波号)。四边形指示副载波,白色的四边形指示数据载波,灰色的四边形指示导频载波,而带 × 的四边形指示空载波。

[0161] 向其分配了导频载波或空载波的至少两个副载波 (以下称为导频副载波) 被分配给一个数据码元。在要被同时发送的多个数据码元中,向其中一个数据码元的导频副载波分配具有预定相位和大于 0 的振幅的导频载波,并向其中另一个数据码元的导频副载波分配具有 0 振幅的空载波。更佳的是,对下一次要发送的数据码元切换导频载波和空载波的分配。例如,如图 17 中所示,在数据码元序列 1 中,在奇数数据码元中发送导频载波,而在偶数数据码元中发送空载波。另一方面,在同时发送的数据码元序列 2 中,在奇数数据码元中发送空载波,而在偶数数据码元中发送导频载波。

[0162] 可向所有数据码元中的导频副载波分配相同的副载波号。更佳的是,可根据预定序列来为每个数据码元改变导频副载波的副载波号。由此,即使是在副载波的振幅由于特定的频率选择性衰落而极度降低时,仍有可能使接收导频载波的振幅极度降低的可能性减小。因此,该传输装置能以很高的精度来估算传播系数。在图 17 中,导频副载波每两个数据码元改变一次。在此,假定了向一个数据码元分配两个导频副载波,并且导频副载波之间的间隔是恒定的。假定了向所有副载波分配了至少一个导频副载波。更佳的是,所有副载波在导频副载波位置处被划分,并且向位于其中有若干副载波未被分配导频副载波的频带的中心附近、且与前一个码元的导频副载波相隔一定距离的副载波分配下一个导频副载波。

[0163] 将参考图 17 来特别描述这一排列方法。在此,将仅描述第 C+1、C+2、C+3 和 C+4 号

副载波。在第一和第二数据码元中,选择 C+3 作为在这四个副载波频段中心附近的副载波,并将其作为导频副载波使用。接下来,在第三和第四数据码元中,副载波频段在 C+3 被一分为二,即, C+1 和 C+2 这一组,以及 C+4。在此,选择 C+1 和 C+2 这一组,并且选择与中心附近的副载波的前一个码元的导频副载波相隔一定距离的 C+1,并把 C+1 作为导频副载波使用。在第五和第六数据码元中,用先前的导频副载波 C+3 和 C+1 把副载波频段分为 C+2 和 C+4。在其中,选择与前一个码元的导频副载波相隔一定距离的 C+4,并将其作为导频副载波使用。最后,在第七和第八数据码元中,把剩下的 C+2 作为导频副载波使用。对后续的数据码元重复执行此方法,并且通过这些循环,将所有副载波分配给导频副载波。

[0164] 使用这一分配方法,在每个数据码元中,导频载波被排列成使数据载波与导频载波之间的距离在频率或时间意义上很短。因此,当通过频率 - 方向内插和时间 - 方向内插来计算所有副载波的传播系数时,可提高精度。特别地,当传播路径有轻微的变化时,某个副载波的传播路径系数与在频率方向和时间方向上与其相邻的副载波的传播路径系数具有高度的相关性。这是因为与通过从在频率或时间意义上相隔很远的副载波估算传播路径系数的内插而计算出来的传播路径系数的精度相比,通过从在频率或时间意义上靠近的副载波估算的传播路径系数的内插而计算出来的传播路径系数提供更高的精确度。

[0165] 注意,假定了导频副载波分配序列是根据副载波个数、导频副载波个数、以及要被同时发送的数据码元个数来预先确定的,并且在发送装置和接收装置中是已知的。

[0166] 将参考图 15 来描述传播反函数估算部分 522,它分离出插入了导频副载波的数据码元序列。在图 15 中,传播反函数估算部分 522 包括正交分离部分 5221 和 5222、传播路径特征估算部分 5223、导频载波 -1 提取部分 5224 和 5226、导频载波 -2 提取部分 5225 和 5227、h11 大致估算部分 5228、h21 大致估算部分 5229、h12 大致估算部分 5230、h22 大致估算部分 5231、传播路径特征更新部分 5232、传播路径反函数计算部分 5233、以及信道分离部分 5234。

[0167] 如第一到第四实施例中所描述的使用同步码元来估算和校正频率误差的接收码元序列被输入到传播反函数估算部分 522。接收天线 RX1 所接收的码元序列被输入到正交分离部分 5221。接收天线 RX2 所接收的码元序列被输入到正交分离部分 5222。正交分离部分 5221 和 5222 使每个码元通过正交分离,从而分为频率轴上的副载波。注意,可使用傅立叶变换、小波变换、离散余弦变换等作为正交分离。

[0168] 在被分为副载波的的码元之中,传播系数估算码元 Sref 被输入到传播路径特征估算部分 5223 中。传播路径特征估算部分 5223 从已知的传播系数估算码元 Sref 与所接收的传播系数估算码元 Sref 之间的相关性来估算每根天线之间的传播路径特征 h(i, j)。后续的接收数据码元要通过均衡,在均衡中将估算每条传输路径的传播系数反函数,并消去干扰分量,从而分离出从每根发送天线发送的数据码元序列。

[0169] 但是,使用上述同步码元计算出来的估算频率值包括由于噪声、相位噪声等而产生的估算误差(残余频率误差)。因此,在接收码元序列中,由于残余频率误差而发生相位旋转。当残余频率误差很大时,数据码元中随着从传播系数估算码元 Sref 的时间距离的增长而发生较大的相位差。因此,在接收装置中,在传播系数反函数的估算中发生误差,即,发生接收误差。

[0170] 使用上述导频载波来校正由残余频率误差引起的这一相位旋转。已由 RX1 接收并

被分成副载波的接收数据码元被输入到导频载波 -1 提取部分 5224 中和导频载波 -2 提取部分 5225 中。导频载波 -1 提取部分 5224 提取导频载波 1。导频载波 -2 提取部分 5225 提取导频载波 2。因为导频载波 1 仅从发送天线 TX1 发送, 所以对于所有副载波, 可基于接收导频载波 1 与已知导频载波 1 之间的相关性, 通过频率 - 或时间 - 方向的内插来估算 TX1 与 RX1 之间的传播路径特征  $h'(1, 1)$ 。类似地, 因为导频载波 2 仅从发送天线 TX2 发送, 所以可估算 TX2 与 RX1 之间的传播路径特征  $h'(2, 1)$ 。这些是在  $h_{11}$  大致估算部分 5228 和  $h_{21}$  大致估算部分 5229 中执行的。类似地, 在接收天线 RX2 方, 可从导频载波估算  $h'(2, 1)$  和  $h'(2, 2)$ 。

[0171] 从传播系数估算码元 Sref 估算的传播系数  $h(i, j)$  和基于每个数据码元中的导频载波估算的传播系数  $h'(i, j)$  被输入到传播路径特征更新部分 5232。因为  $h(i, j)$  和  $h'(i, j)$  具有由于残余频率误差或相位噪声而产生的相位差, 并且具有由于传输路径变化而产生的相位差和振幅相位, 所以使用  $h(i, j)$  作为初始值, 并使用  $h(i, j)$  与  $h'(i, j)$  之间的误差来更新传播系数  $h''(i, j)$ , 由此使以更高的精度来估算每条传输路径的传播系数。

[0172] 为每个数据码元这样更新的传播系数  $h''(i, j)$  被输入到计算反函数的传播路径反函数计算部分 5233。在信道分离部分 5234 中使用该反函数来从已在 RX1 中被接收并被分成副载波的接收数据码元序列 1、和已在 RX2 中被接收并被分成副载波的接收数据码元序列 2 分离发送数据码元序列 1 和 2, 接着进行数据解调。

[0173] 如上所述, 根据本发明第五实施例的发送装置, 可通过数据调制部分 502 和 504 向预定副载波分配已知相位和振幅来在数据码元中生成导频载波。此外, 根据该接收装置, 即使是在使用同步码元的频率估算中存在残余误差时, 仍使用数据码元的导频载波来估算每条传输路径的残余误差并校正传播系数, 由此使提高传播系数反函数的估算精度成为可能。此外, 即使是在特定副载波的接收电平在频率选择性衰落的环境中降低时, 仍能通过连续地向所有副载波分配导频载波来使导频载波接收电平降低的可能性减小。此外, 通过上述导频副载波分配方法, 可使每个副载波的传播路径估算值的内插精度一致。

[0174] 注意, 可将使用第五实施例中所描述的数据调制部分 502 和 504、及传播反函数估算部分 522 的方法与第一到第四实施例结合。

[0175] 在假定同时使用发送装置和接收装置的情形下描述了第一到第五实施例。上述发送装置和接收装置可被单独使用, 或可结合其它装置使用。例如, 发送装置不仅可向上述接收装置发送信号, 还可向其它接收装置发送信号。接收装置不仅可接收从上述发送装置发送的信号, 还可接收从其它发送装置发送的信号, 只要该信号具有匹配的格式。

[0176] 第一到第五实施例中所描述的发送装置和接收装置所执行的每个过程都可由 CPU 解释和执行能够执行上述过程的预定程序数据来实现, 其中这些数据被存储在存储装置 (ROM、RAM、硬盘等) 中。在此情形中, 可经由存储介质将程序数据引入存储装置中, 或可直接从存储介质执行程序数据。注意, 存储介质是指半导体存储器 (例如, ROM、RAM、闪存等等)、磁盘存储器 (例如, 软盘、硬盘等)、光盘存储器 (例如, CD-ROM、DVD、BD 等)、存储器卡及其它。存储介质的概念还包括电话线、传输路径等等。

[0177] 此外, 第一到第五实施例中所描述的发送装置和接收装置中所包括的构成部份可被实现为集成电路 (LSI)。这些构成部分可被实现在相应的单独芯片上、或替换地, 每个构成部分中的一部分或全部可被实现在单个芯片上。根据封装密度, LSI 可被称为 IC、系统

LSI、特大 LSI、或超大 LSI。

[0178] 集成电路并不局限于 LSI。集成电路可由专用电路或通用处理器实现。此外，可使用在 LSI 生产后可被编程的 FPGA（场可编程门阵列）或是 LSI 中的电路单元的连接或设置可被重新配置的可重配置处理器。此外，如果半导体技术或从其衍生的其它技术的进步开发出替代 LSI 的集成电路技术，则可使用这一技术来封装功能框。生物技术是适用的。

[0179] 工业适用性

[0180] 可将本发明的数据发送方法和数据接收方法应用于采用 MIMO-OFDM 的发送装置、接收装置及其它。

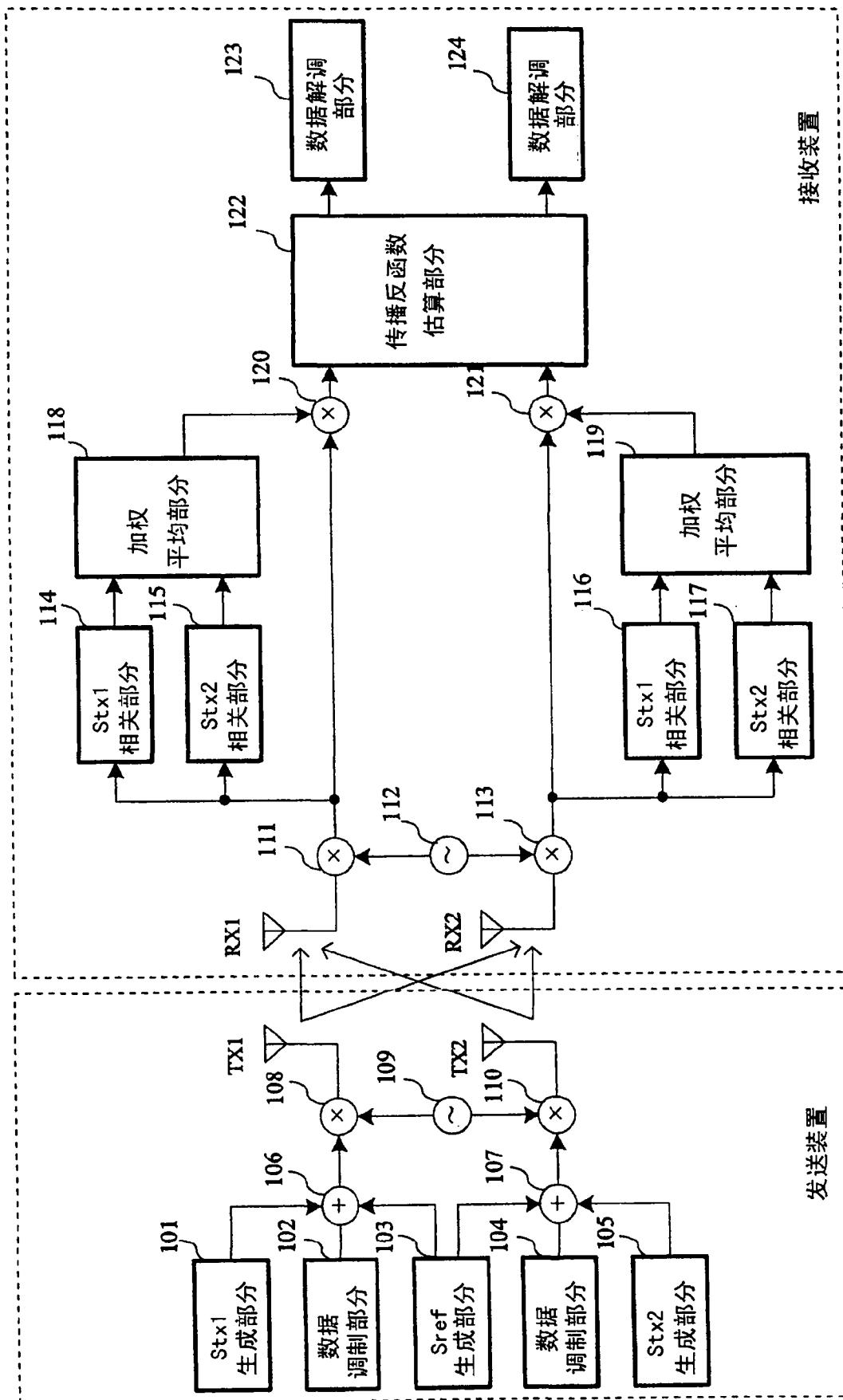


图 1

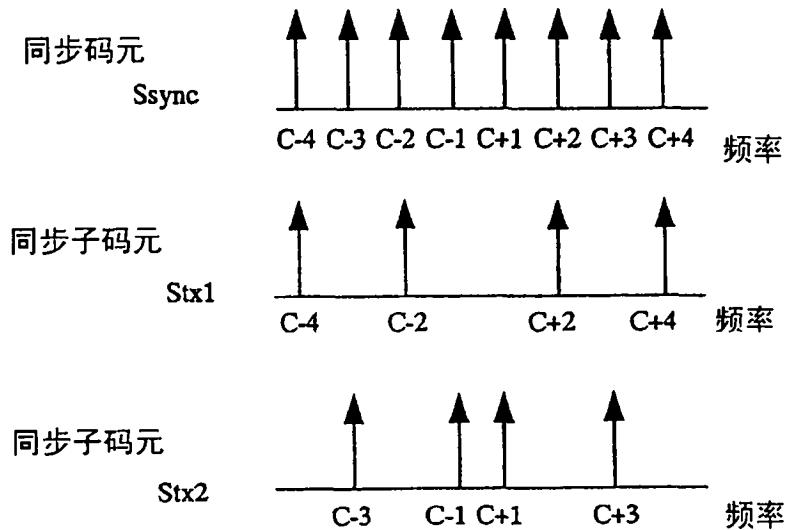


图 2

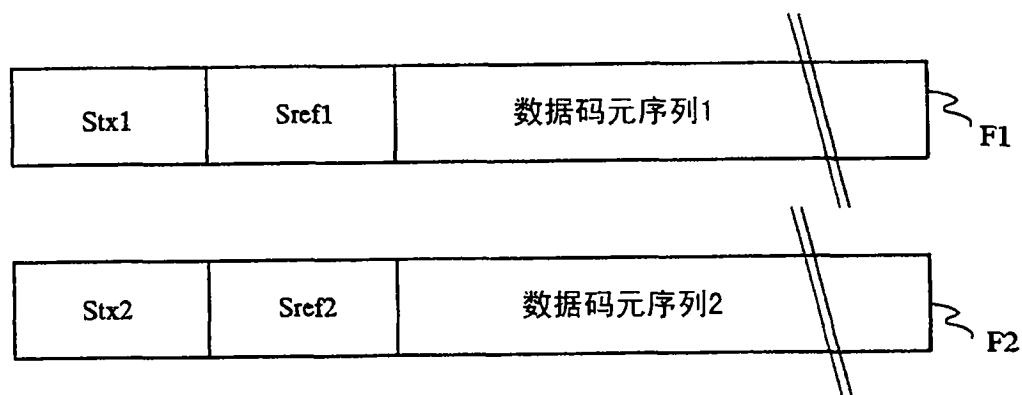


图 3

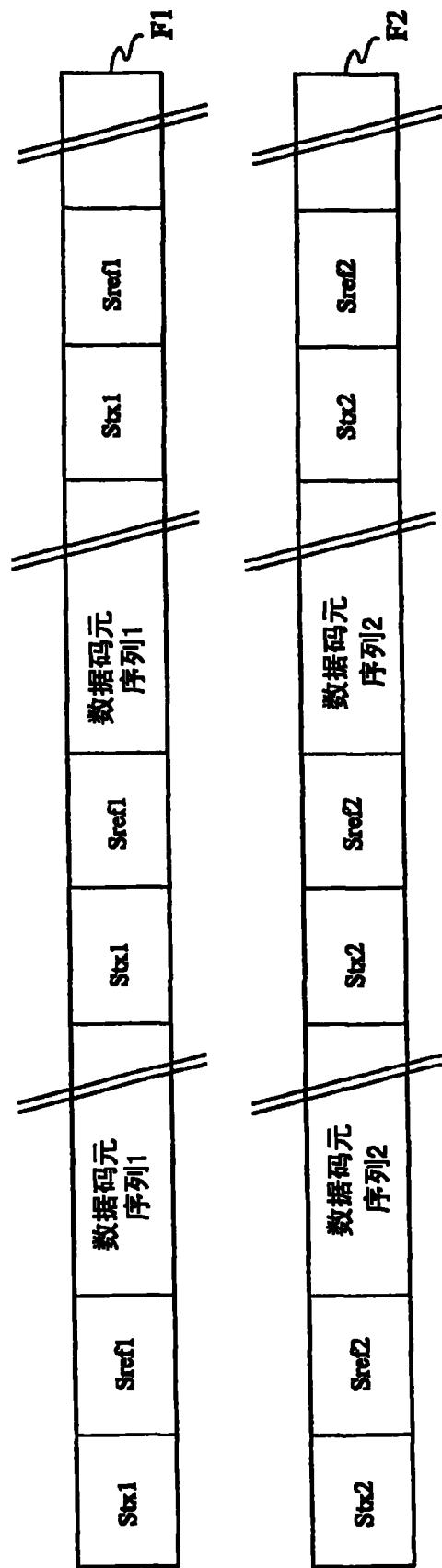


图 4

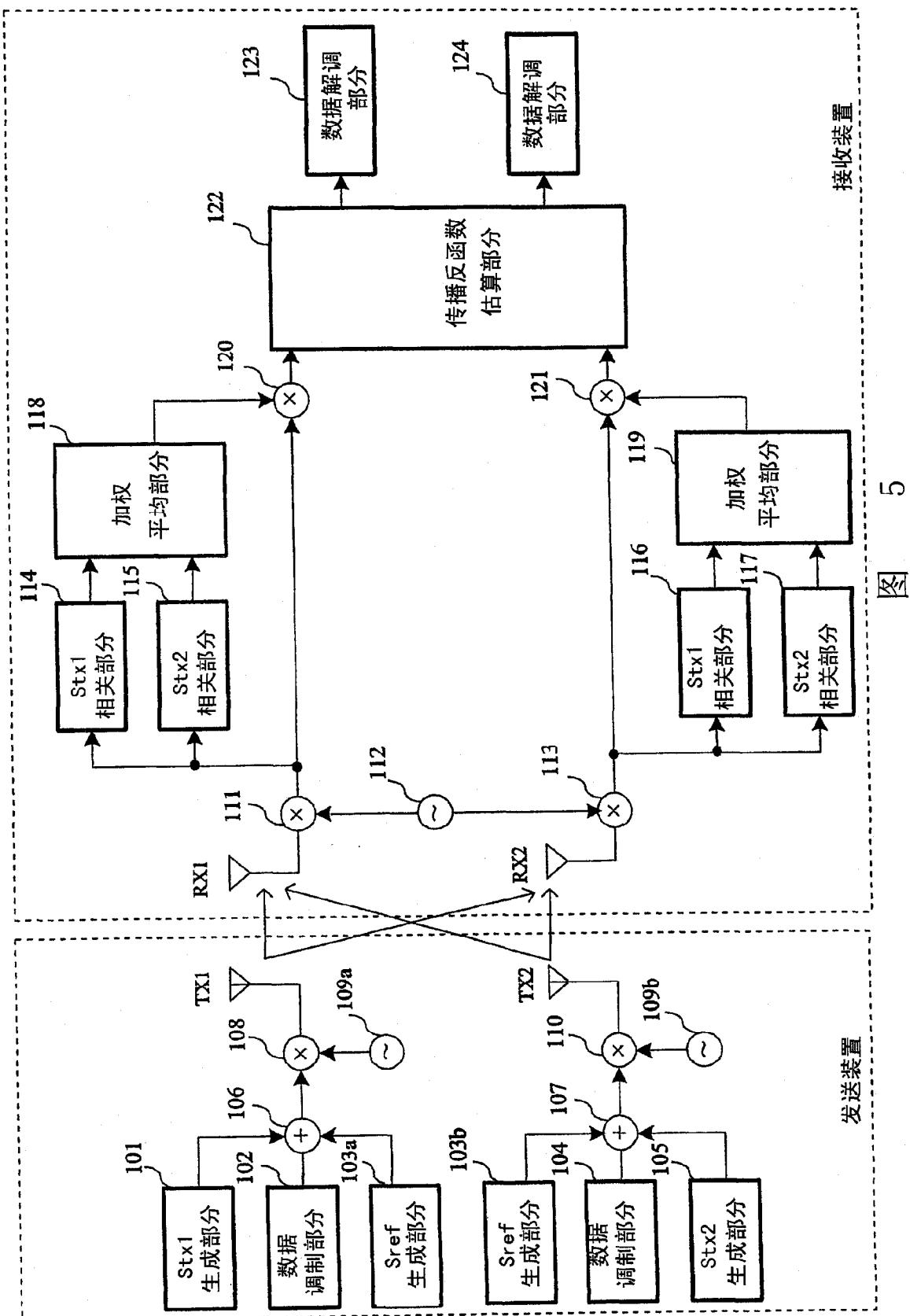


图 5

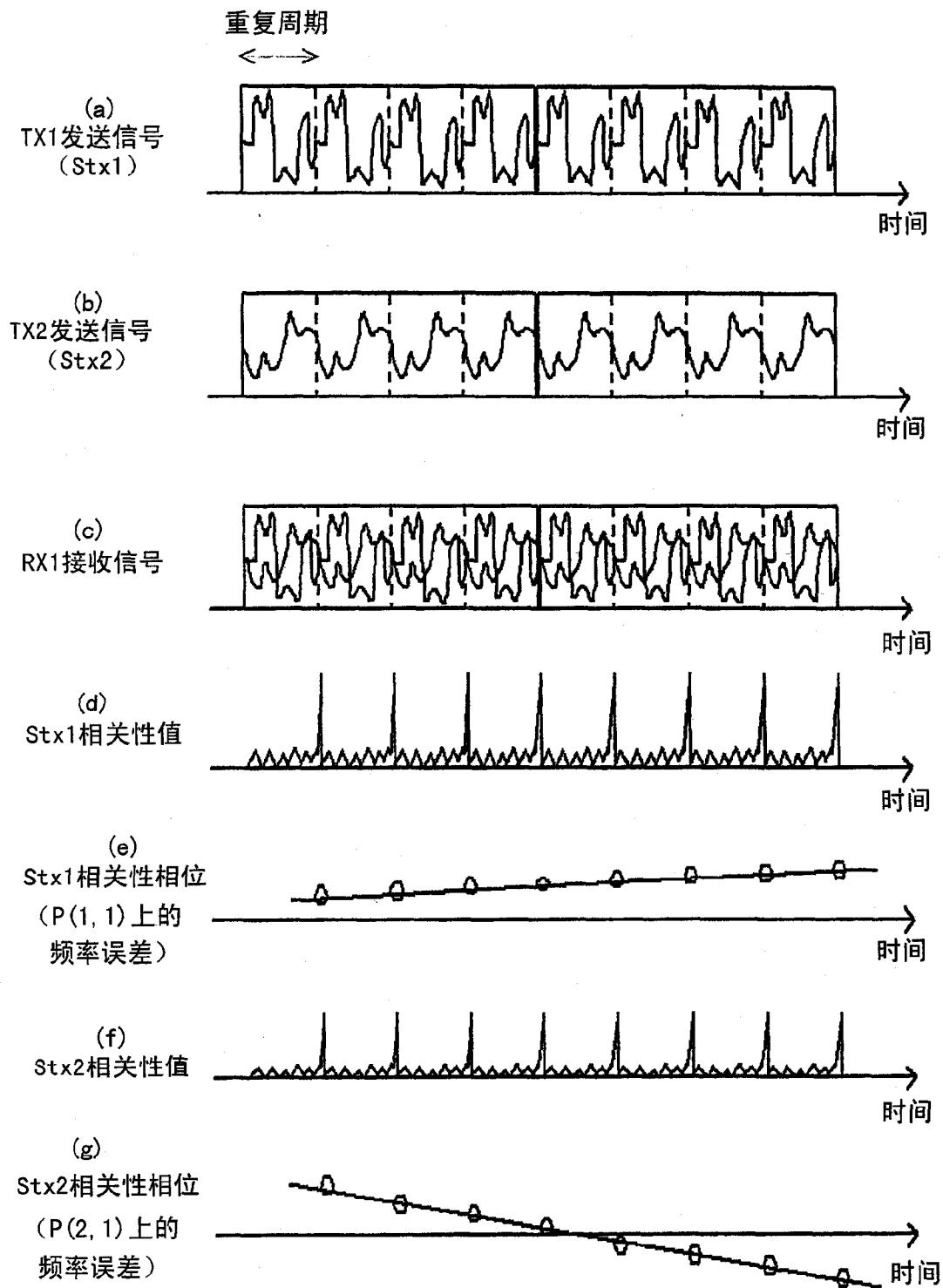


图 6

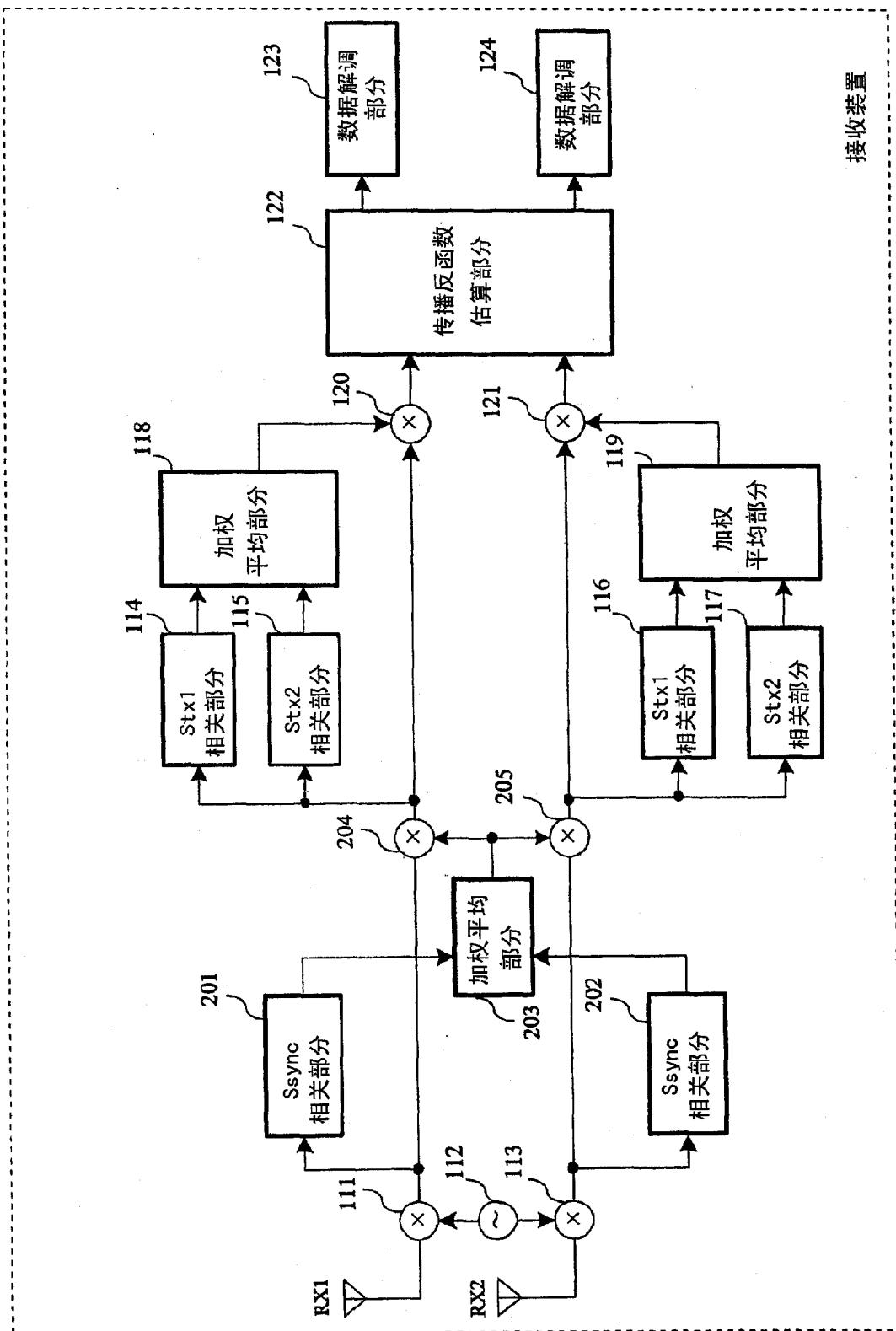


图 7

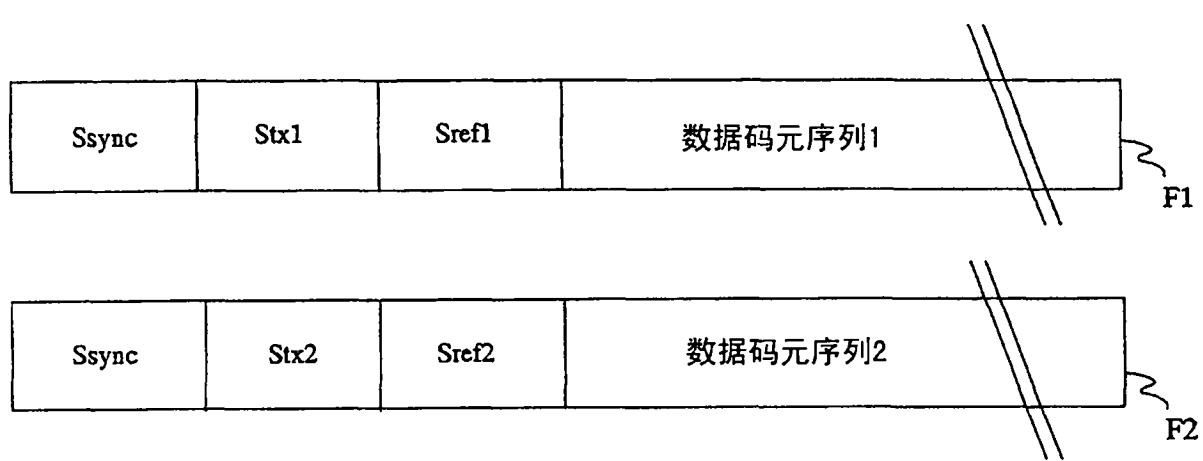


图 8

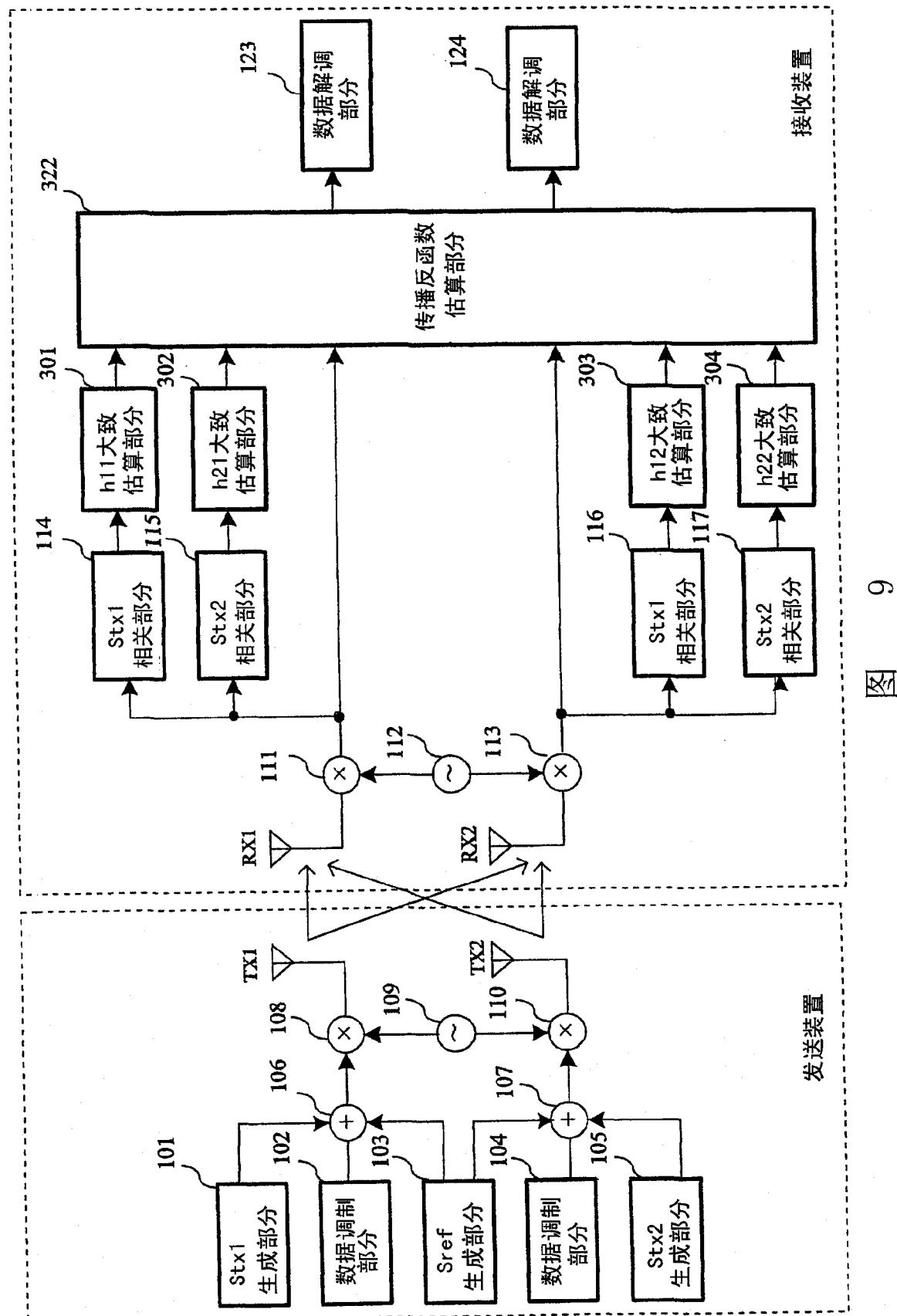


图 9

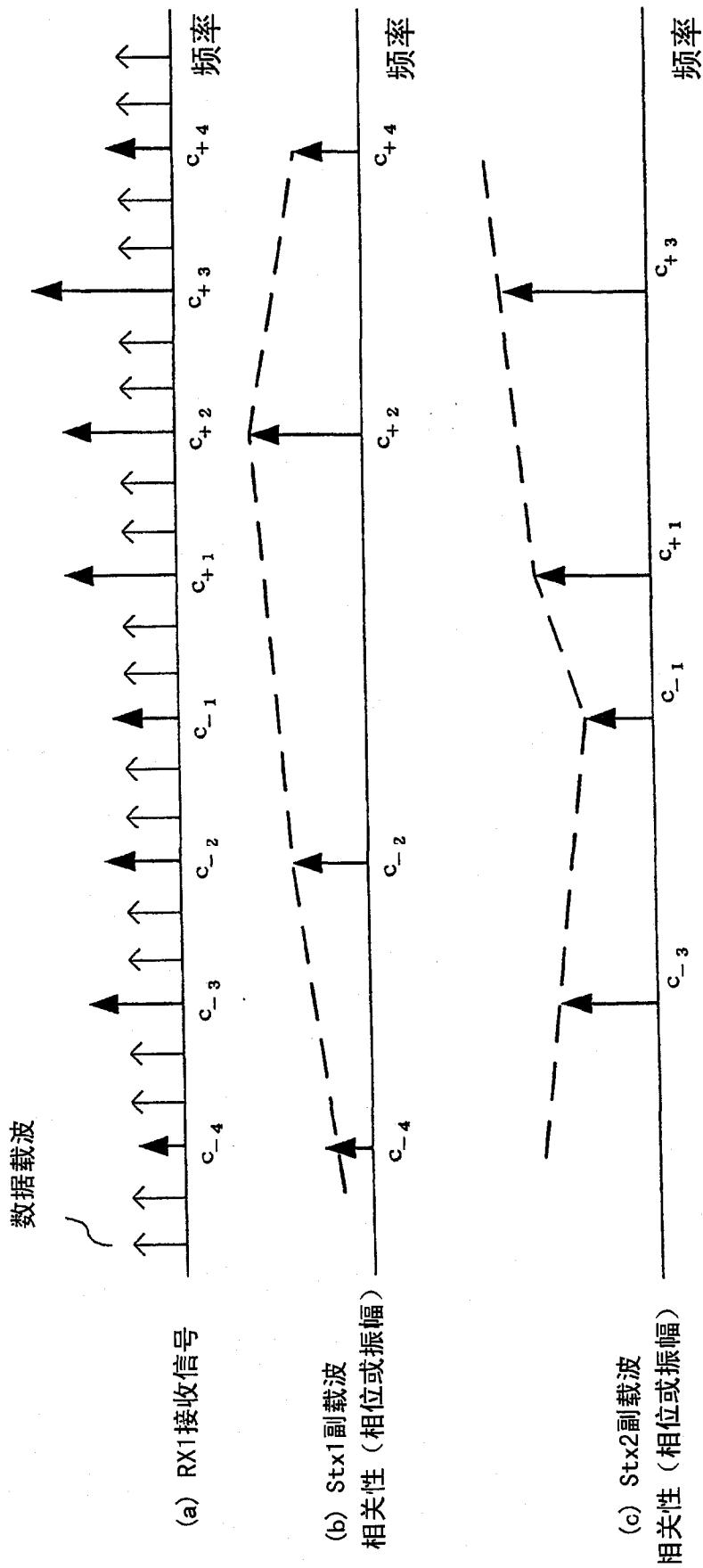


图 10

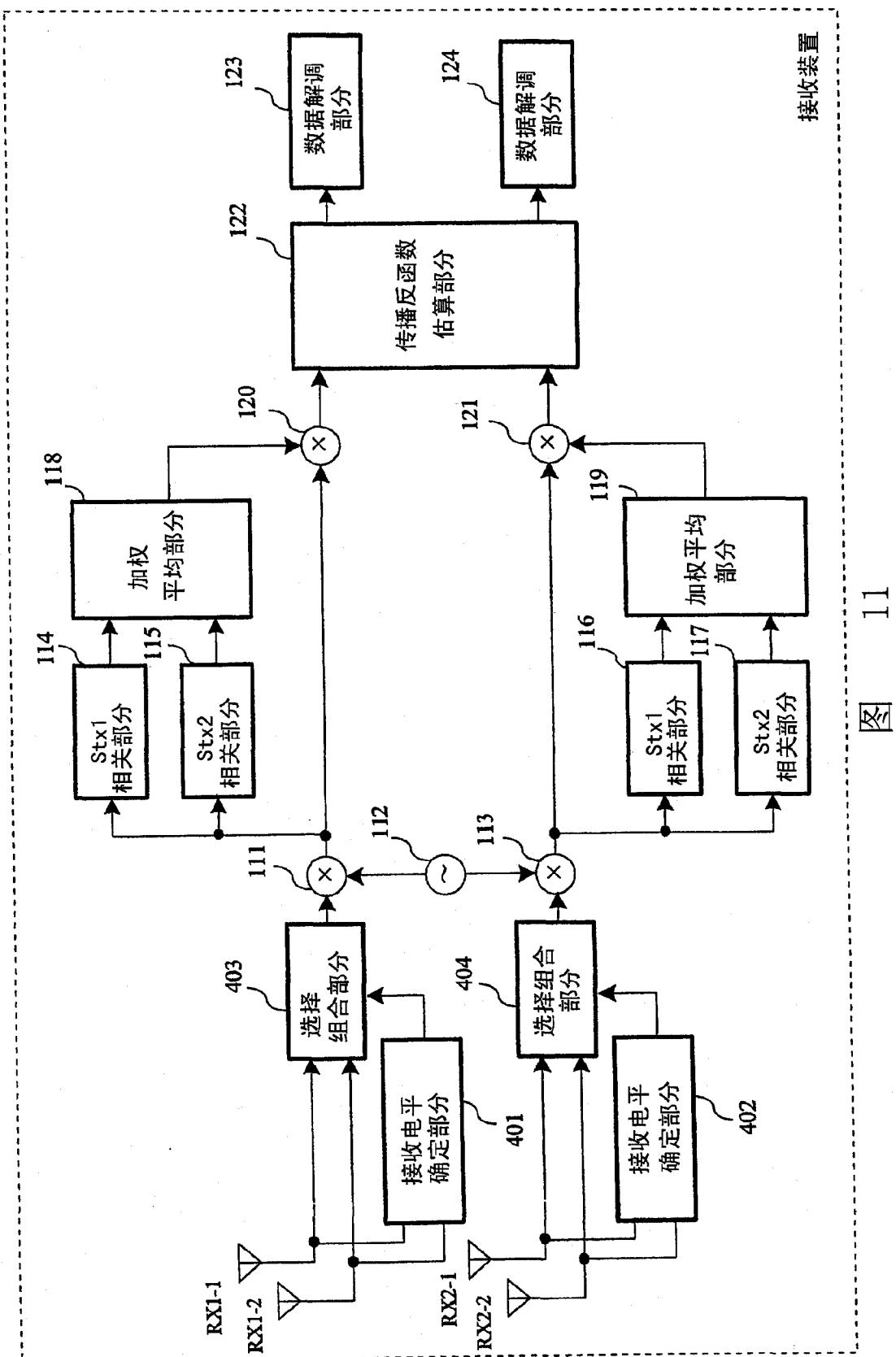


图 11

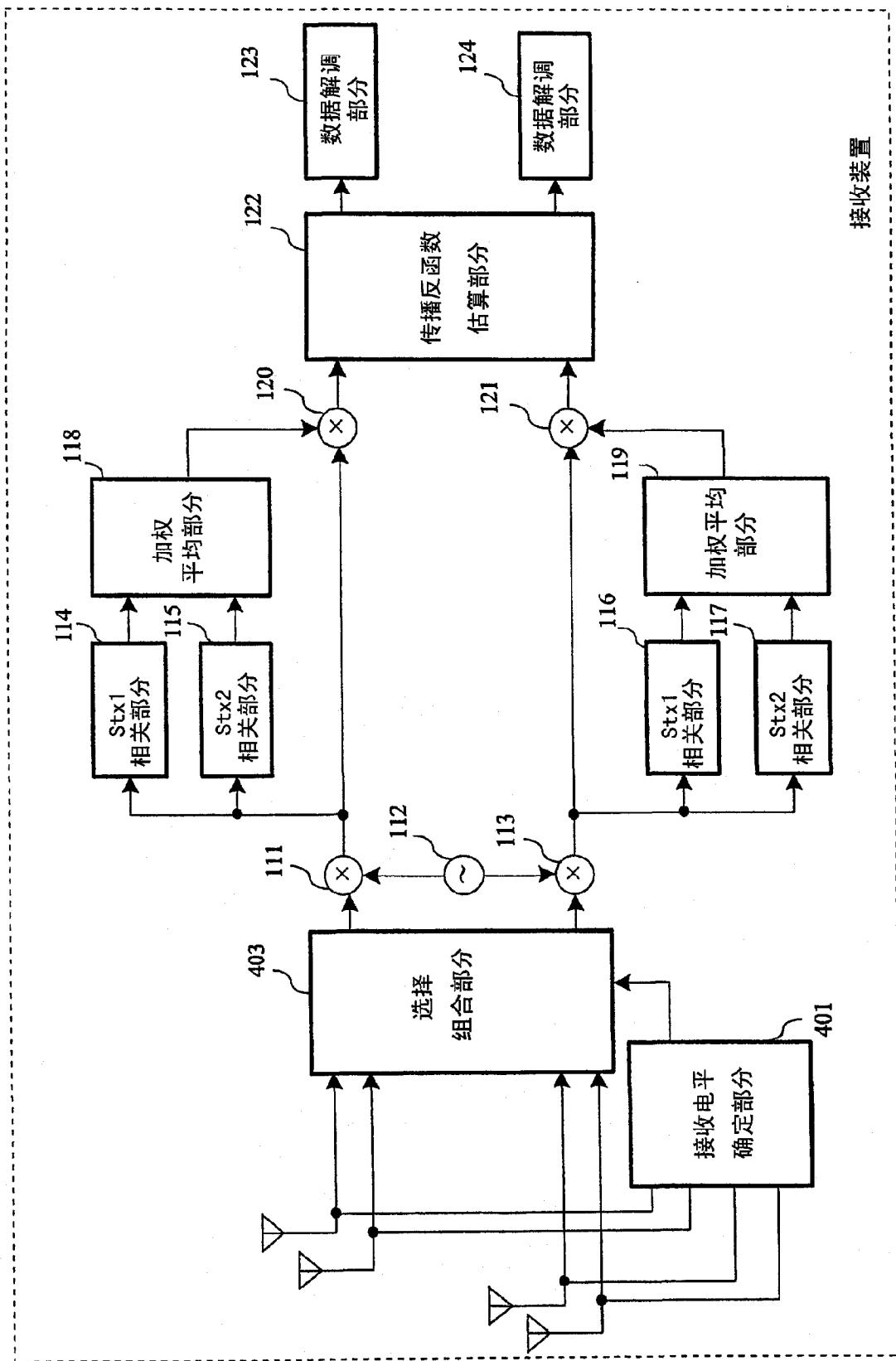
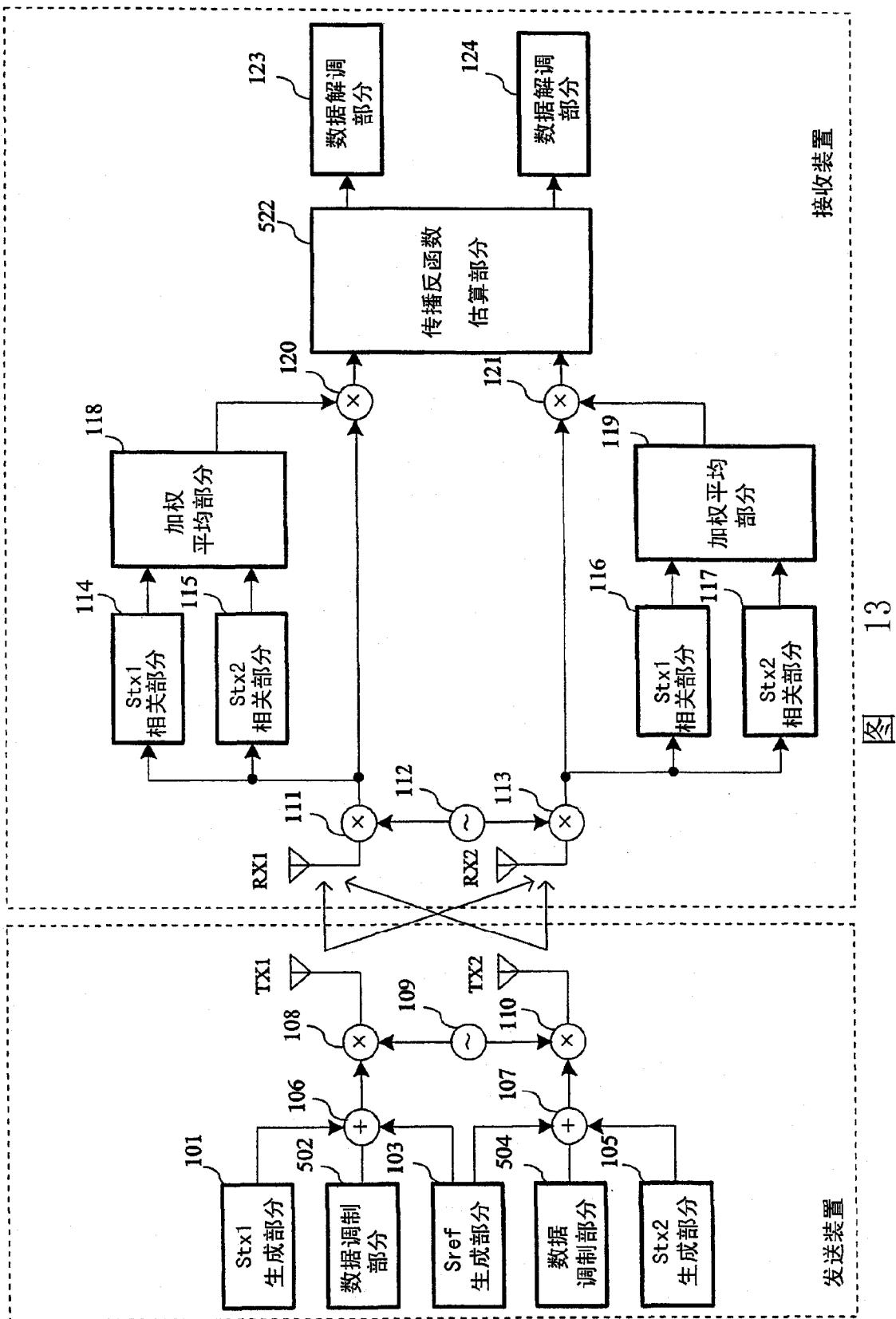


图 12



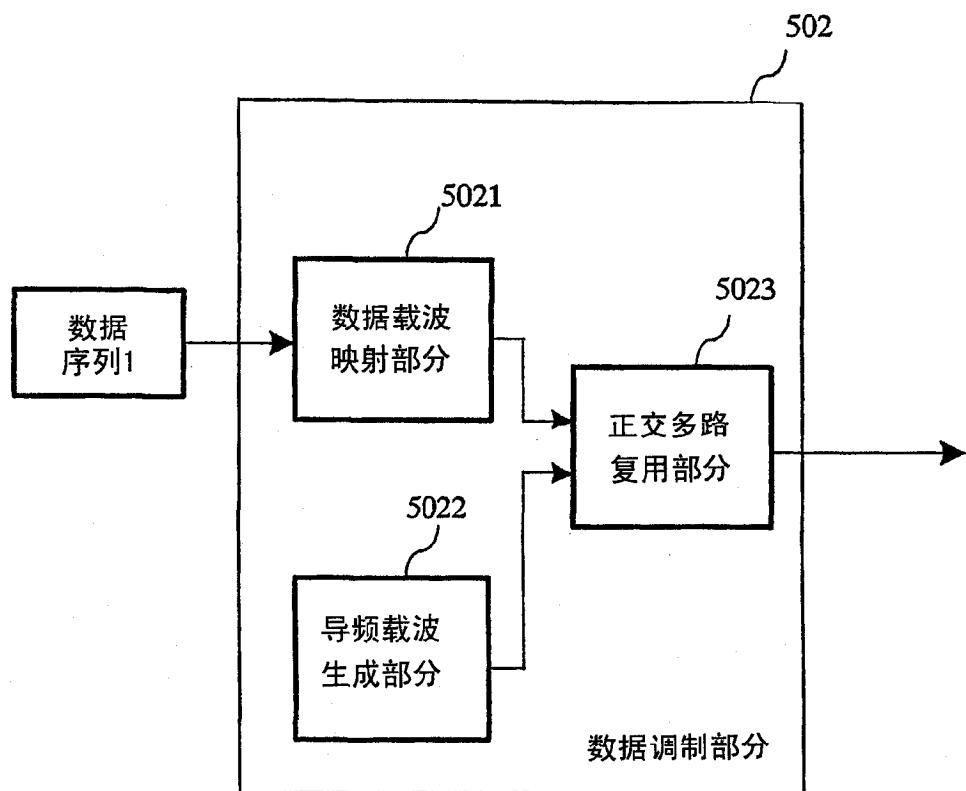


图 14

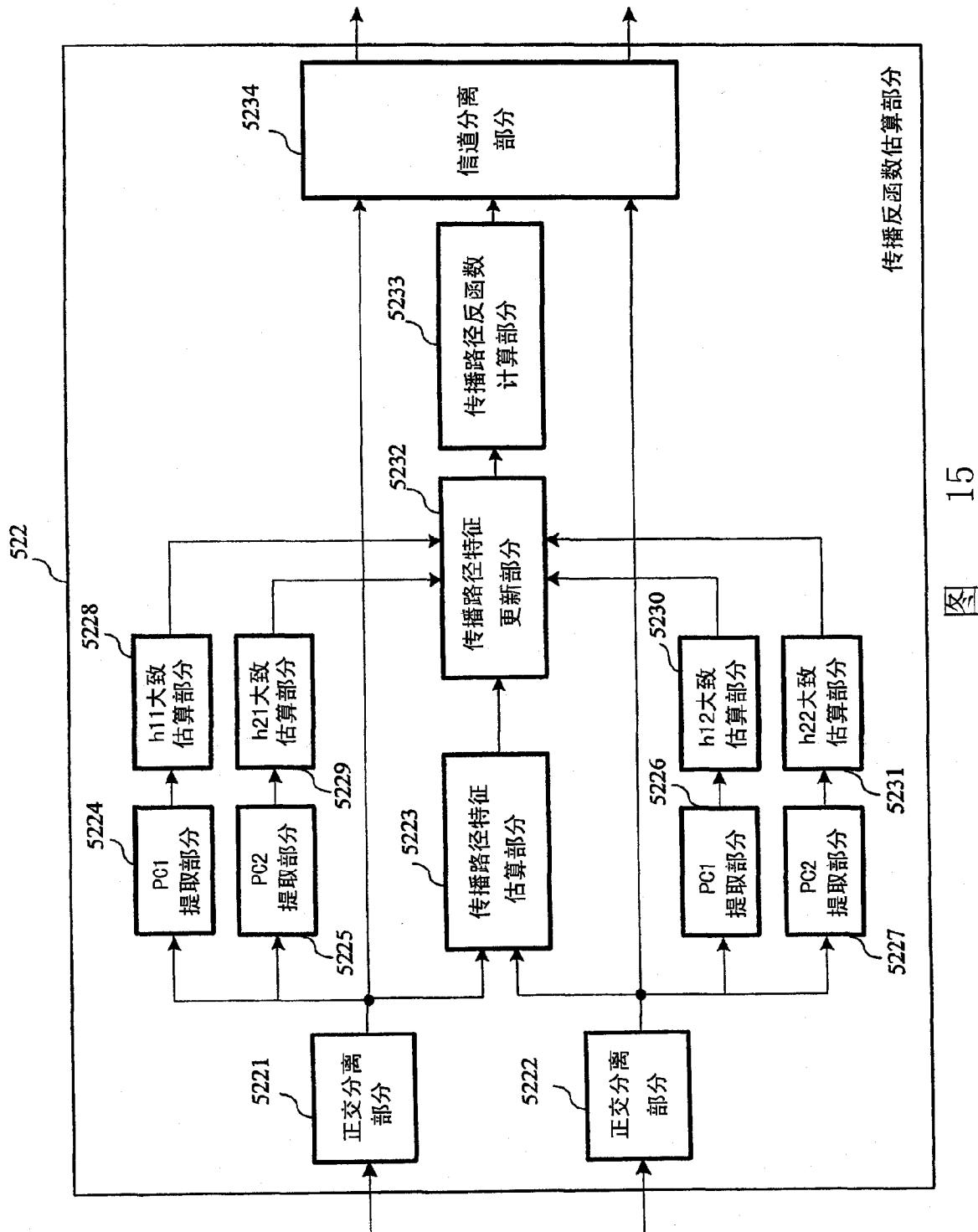
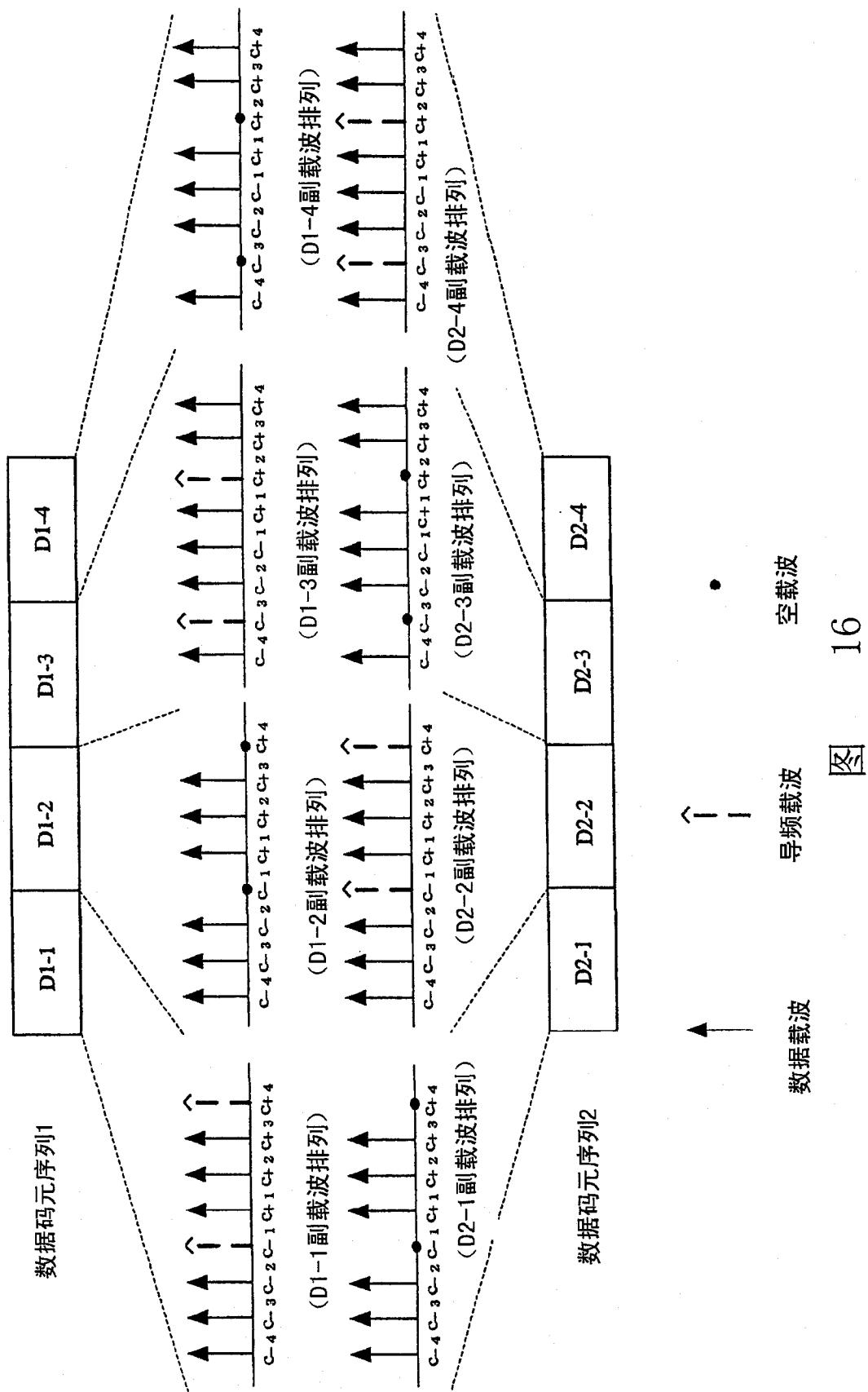
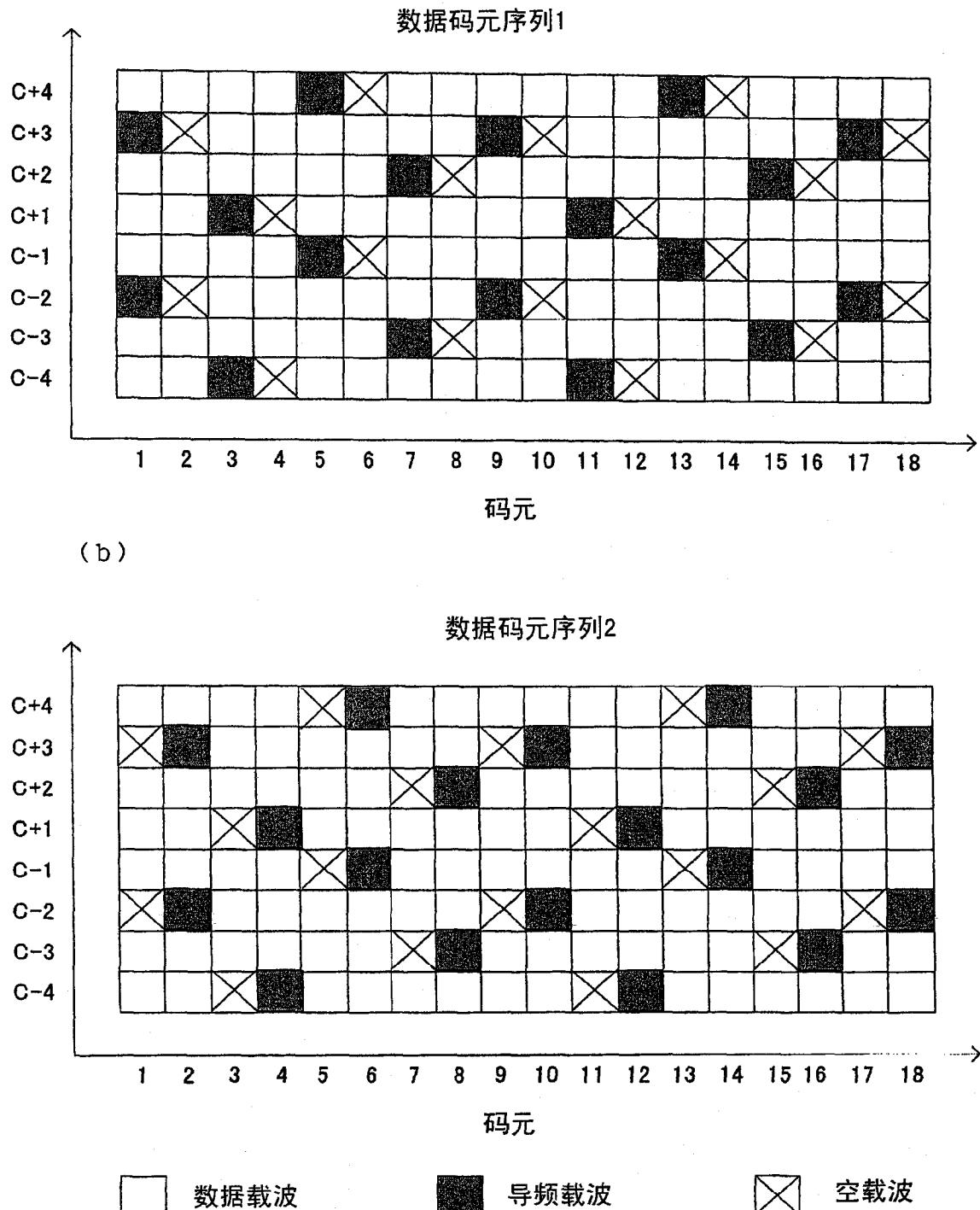


图 15



16

图



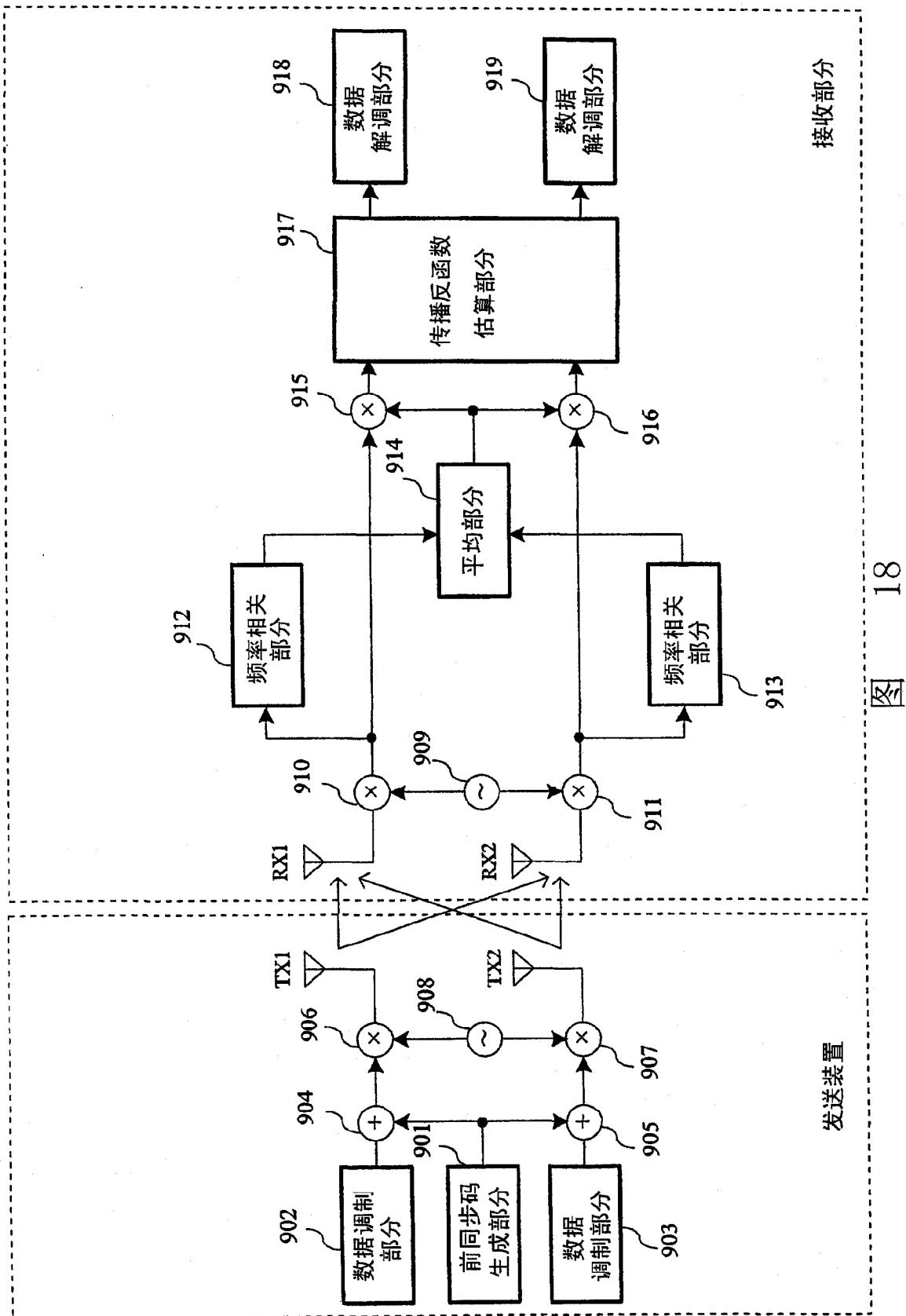


图 18

发送装置

接收部分

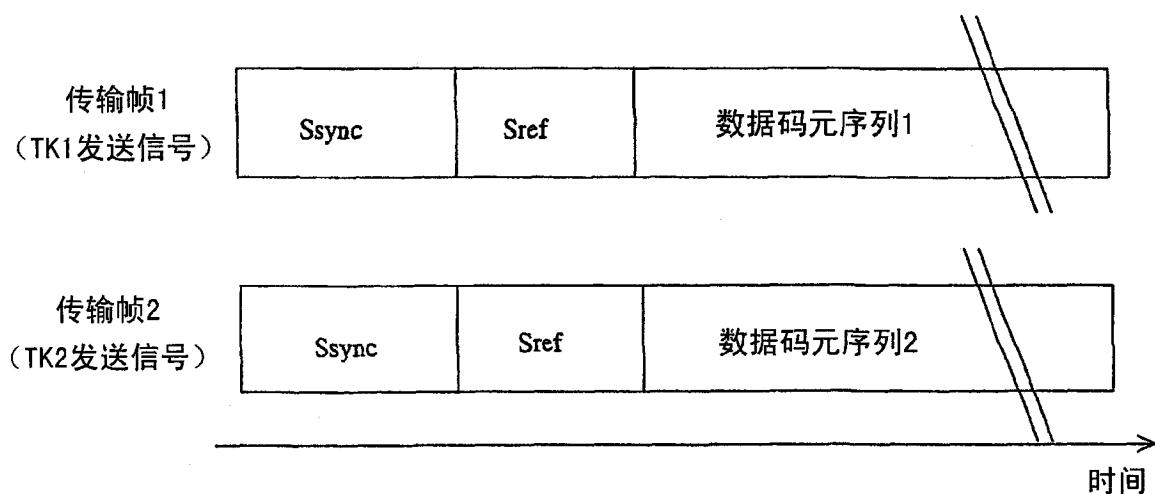


图 19