



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102017485 A

(43) 申请公布日 2011. 04. 13

(21) 申请号 200980114441. 1

(22) 申请日 2009. 04. 22

(30) 优先权数据

2008-111497 2008. 04. 22 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 10. 22

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/058009 2009. 04. 22

(87) PCT申请的公布数据

W02009/131155 JA 2009. 10. 29

(71) 申请人 夏普株式会社

地址 日本国大阪府

(72) 发明人 藤晋平 洼田稔 浜口泰弘

中村理 横枕一成 三瓶政一

宫本伸一 衣斐信介

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021

代理人 赵伟

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006. 01)

H04J 1/00 (2006. 01)

H04L 27/01 (2006. 01)

H04W 72/04 (2006. 01)

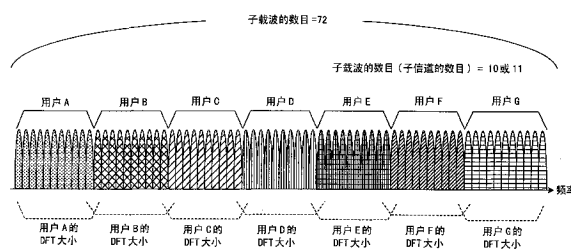
权利要求书 1 页 说明书 12 页 附图 12 页

(54) 发明名称

无线通信系统以及用于该系统的发送设备

(57) 摘要

提供能够在有限频带内容纳更多数目的终端并且能够获得更高传输速率的系统。当通过执行扩频从每个终端的 DFT 单元并行输出的频率信号 (谱) 的数目是 12 时, 将组成一个子信道的子载波的数目设置为 10 或者 11。在该情况下, 被分配至频带两端的子信道的用户 (用户 A 和 G) 将不传输从 DFT 单元输出的全部频率信号中位于端部的一个频率信号 (一个子载波), 而被分配至其它子信道的用户 (用户 B 至 F) 将不传输位于端部的频率信号 (两个子载波)。通过从由各个终端的 DFT 单元输出的频率信号的两端或一端, 删除 (消减) 相关数目的信号, 并将消减后的频率信号分配至独立子信道, 来实现该传输。



1. 一种无线通信系统，包括：

发送设备，通过将信号分配至在由多个子载波形成的恒定频带中定义的多个频率信道中的任意一个并分配至以恒定时间长度定义的多个时间信道中的任意一个，发送扩频发送信号；以及

接收设备，用于接收发送信号，

其中

所述发送设备删除被分配至频率信道的扩频信号的一部分，从而减少每个频率信道的子载波的数目，将信号变换为时域信号，并发送信号，并且

所述接收设备将接收信号变换为频域信号，将信号分离为针对每个频率信道的信号，并执行非线性迭代均衡来再生所发送的信号。

2. 根据权利要求1所述的无线通信系统，其中，所述发送设备从要分配至频率信道的扩频信号中，删除位于一端或者两端的一个或者多个子载波的信号，并且将结果信号分配至频率信道。

3. 根据权利要求2所述的无线通信系统，其中，所述发送设备根据扩频信号被分配至的频率信道，改变所要删除的信号数目。

4. 根据权利要求2或3所述的无线通信系统，其中，所述发送设备根据扩频信号被分配至的时间信道，改变所要删除的信号数目。

5. 根据权利要求2至4中任一项所述的无线通信系统，其中，所述发送设备将分配至频率信道的、实际发送扩频信号的数目设置为对于多个发送设备均相等。

6. 一种发送设备，通过将信号分配至在由多个子载波形成的恒定频带中定义的多个频率信道中的任意一个并分配至以恒定时间长度定义的多个时间信道中的任意一个，发送扩频发送信号，包括：

调制装置，用于调制发送信号；

频率变换装置，将通过扩频调制的信号变换为频域信号；

消减装置，从被分配至频率信道的扩频信号的一端或者两端，删除一个或者多个子载波的信号；

映射装置，将消减后的频率信号分配至频率信道；以及

时间变换装置，将频域信号变换至时域信号，以将结果分配至时间信道。

7. 根据权利要求6所述的发送设备，其中，所述消减装置根据扩频信号被分配至的频率信道，改变所要删除的信号数目。

8. 根据权利要求6或7所述的发送设备，其中，所述消减装置根据扩频信号被分配至的时间信道，改变所要删除的信号数目。

9. 根据权利要求6至8中任一项所述的发送设备，其中，映射装置将分配至频率信道的、实际发送扩频信号的数目设置为对于多个发送设备均相等。

无线通信系统以及用于该系统的发送设备

技术领域

[0001] 本发明涉及一种无线通信系统，通过设置与从每个终端的 DFT 单元并行输出的信号的数目相比较低数目的组成一个子信道的子载波，能够在有限频带内容纳更多数目的终端、并且能够获得更高的传输速率，本发明还涉及用于该系统中的发送设备。

背景技术

[0002] 随着近来数据通信容量的增长，对具有更高频率利用率的移动通信系统的需求增加了，对于在所有小区中使用相同频带的一小区重用蜂窝系统进行了多种研究。E-UTRA(演进通用地面无线接入)系统是一小区重用蜂窝系统之一，并且已经进展为主要由 3GPP(第三代合作伙伴项目)进行标准化，在 E-UTRA 系统中，已经讨论将 OFDMA(正交频分多址)方案以及 SC-FDMA(单载波频分多址)方案分别作为最有利的下行传输方案和上行传输方案的候选。

[0003] 在这些方案中，OFDMA 方案是一种用户利用对抗多径衰落具有良好鲁棒性的 OFDM 信号，在以时间和频率划分的资源块单元中进行接入的方案。由于该方案具有高 PAPR(峰均功率比)性能，因此其不适合用作严重受限于发送功率的上行传输方案。与此相反，由于 SC-FDMA 方案与 OFDM 以及其它多载波方案相比较，能够保持较低的 PAPR 性能从而获得大覆盖范围，因此该方案适合用于上行传输(非专利文献 1)。

[0004] 图 10 示出了当该 SC-FDMA 方案用于上行传输时的终端设备配置。如图 10 所示，在使用 SC-FDMA 方案的终端设备中，首先在编码器 1000 中对发送数据进行纠错编码，然后在调制器 1001 处对数据进行调制。接着，由 S/P(串行至并行)转换器 1002 将调制后的发送数据进行串并转换，然后由 DFT(离散傅里叶变换)单元 1003 将转换后的信号变换为频域信号。在子载波映射单元 1004 中，将由此变换为频域信号的发送信号分配至子载波用于传输。在该点，基于从基站设备发送、由接收天线单元 1011 接收、通过射频单元 1012 以及 A/D(模拟至数字)转换器 1013、并在接收机 1014 处解调的映射信息进行分配，同时向不用于传输的子载波插入零。在 DFT 单元 1003 处，执行时频变换，时频变换的大小与在系统中定义的组成一个子信道的子载波数目相同。将时频变换后的所有信号分配至给定的子载波(子信道)并进行发送。例如，当组成一个子信道的子载波的数目是 12 时，在 DFT 单元 1003 处执行的时频变换的大小也是 12，表示 DFT 单元 1003 的全部输出被输入至子载波映射单元 1004。

[0005] 在 E-UTRA 系统中，作为该点的分配方法，讨论了使用连续子载波的被称作局部式分配的分配方法和使用相隔恒定距离的子载波的被称作分布式分配的分配方法。图 11 示出了这两种分配示例。图 11(a) 和 (b) 分别示出了局部式分配和分布式分配。这里的示意示出了一个子信道的子载波的数目是 12 以及六个用户进行频分复用的情况。在这些分配方法中，局部式分配适合获得多用户分集增益，而分布式分配适合获得频率分集增益。

[0006] 图 10 中在终端设备中的子载波映射单元 1004 处被分配至子载波(子信道)上以

用于传输的发送信号接着被输入至 IDFT(逆离散傅里叶变换)单元,并从频域信号变换为时域信号。接着,信号通过 P/S(并行至串行)转换器 1006 至 CP(循环前缀)插入器 1007,在 CP(循环前缀)插入器 1007 中插入 CP(通过复制 IDFT 之后的符号的尾部所生成的信号)。然后,在 D/A(数字至模拟)转换器 1008 处将信号转换为模拟信号。在射频单元 1009 处将该结果上变频为射频频带信号,从而从发射天线单元 1010 发射。由此生成的发送信号与多载波信号相比具有 PAPR 低的优势。

[0007] 图 12 示出了用于接收从图 10 的终端设备发送的信号的基站设备配置。如图 12 所示,在接收 SC-FDMA 方案的信号的基站设备中,首先在射频单元 2001 处,将在天线单元 2000 处接收的信号转换为 A/D 可转换频率。然后,通过 A/D 转换器 2002 将信号转换为数字信号。接着,同步器 2003 建立符号同步。然后,在 CP 移除器 2004 处将 CP 从每个符号中移除之后,信号通过 S/P 转换器 2005,从而由 DFT 单元 2006 将时域信号转换为频域信号。已经被转换为频域信号形式的、用于信道估计的导频信号(从终端设备与数据信号一起发送的已知信号)被发送至信道估计器 2007,在信道估计器 2007 中进行信道估计。

[0008] 如图 11 所示,基站设备接收的信号是从多个终端发送的频分复用信号的集合。子载波解映射单元 2008 基于由调度单元 2012 事先确定的映射信息(指定终端设备与由终端设备使用的子载波之间的关系),挑选出每个终端设备使用的子载波(构成一个子信道的子载波)。然后,在均衡器 2009 中,基于所估计的信道,针对为每个终端设备采集的接收子载波执行均衡过程。然后,在 IDFT 单元 2010 将频域信号变换为时域信号之后,在解调和纠错解码器 2011 处对每个终端设备的发送数据进行再生。

[0009] 此外,用于接收电平测量的导频信号从 DFT 单元 2006 被发送至调度单元 2012。基于使用该信号的接收电平的测量结果,调度单元 2012 考虑每个终端的传输条件来执行调度。由调度单元 2012 确定的映射信息在发送机 2013 处经过调制等,通过 D/A 单元 2014、射频单元 2015 等,然后从天线单元 2016 发射至各个终端。该映射信息用于终端侧的下一帧及之后的传输。

[0010] 现有技术文献

[0011] 非专利文献

[0012] 非专利文献 1: 3GPP, TSG TAN WG1 on LTE, R1-050702, “DFT-spreadOFDM with Pulse Shaping Filter in Frequency Domain in Evolved UTRAUplink”

发明内容

[0013] 本发明要解决的问题

[0014] 如上所述,上述的 SC-FDMA 方案是 E-UTRA 系统中的上行传输方案最有利的候选方案。SC-FDMA 方案以及 OFDMA 方案是用户在完全由时间和频率划分的资源块中进行接入的方案,并且使用 SC-FDMA 方案能够保持低的 PAPR 性能,并实现获得大覆盖的一小区重用系统。然而,在目前的随着用户数量增加频率资源紧张度加剧的环境中,即使使用 SC-FDMA 方案,所容纳的用户数目也存在限制。因此,有必要构造能够实现具有更多用户数量、频谱利用率更有效的系统。

[0015] 鉴于上述情况，本发明在于提供一种无线通信系统，能够在有限频带内容纳更多数目的终端，并且系统总体能够获得更高的传输速率，本发明还在于提供在系统中使用的发送设备。

[0016] 技术方案

[0017] 本发明是一种无线通信系统，包括：发送设备，通过将信号分配至在由多个子载波构成的恒定频带中定义的多个频率信道中的任意一个并分配至以恒定时间长度定义的多个时间信道中的任意一个，发送扩频发送信号；以及接收设备，用于接收发送信号，其中

[0018] 所述发送设备将分配至频率信道的扩频信号的一部分删除，从而减少每个频率信道的子载波的数目，将信号变换为时域信号，并发送信号，并且

[0019] 所述接收设备将接收信号变换为频域信号，将信号分离为针对每个频率信道的信号，并执行非线性迭代均衡来再生所发送的信号。

[0020] 这里，所述发送设备的特征在于，从要分配至频率信道的扩频信号中，删除位于一端或者两端的一个或者多个子载波的信号，并且将结果信号分配至频率信道。

[0021] 此外，所述发送设备的特征在于，根据扩频信号被分配至的频率信道，改变所要删除的信号数目。

[0022] 另外，所述发送设备的特征在于，根据扩频信号被分配至的时间信道，改变所要删除的信号数目。

[0023] 所述发送设备的特征在于，将分配至频率信道的、实际发送扩频信号的数目设置为对于多个发送设备均相等。

[0024] 此外，所述接收设备的特征在于，将零插入至在所述发送设备中在一端或者两端删除的一个或者多个子载波的位置，并且执行非线性迭代均衡过程。

[0025] 本发明是一种发送设备，通过将信号分配至在由多个子载波构成的恒定频带中定义的多个频率信道中的任意一个并分配至以恒定时间长度定义的多个时间信道中的任意一个，发送扩频发送信号，包括：

[0026] 调制装置，用于调制发送信号；

[0027] 频率变换装置，将通过扩频调制的信号变换为频域信号；

[0028] 消减装置，删除被分配至频率信道的扩频信号的一部分，从而减少每个频率信道的子载波的数目；映射装置，将消减后的频率信号分配至频率信道；以及时间变换装置，将频域信号变换为时域信号，以将结果分配至时间信道。

[0029] 这里，所述消减装置的特征在于，根据扩频信号被分配至的频率信道，改变所要删除的信号数目。

[0030] 此外，所述消减装置的特征在于，根据扩频信号被分配至的时间信道，改变所要删除的信号数目。

[0031] 此外，所述映射装置的特征在于，将分配至频率信道的、实际发送扩频信号的数目设置为对于多个发送设备均相等。

[0032] 技术效果

[0033] 根据本发明，由于删除被分配至频率信道的扩频信号的一部分，以降低每个频率信道的子载波的数目，因此可以提供更多数目的频率信道，提高频率利用率，以及从

系统整体而言，获得高传输速率。此外，由于将接收信号变换为频域信号，变换后的信号被分离为针对每个频率信道的信号，并且进行非线性迭代均衡过程以再生发送信号，因此即使可用于传输的子载波的数目比所要传输的信号数目（从 DFT 单元输出的信号的数目）小，也可以实现传输，而不使性能恶化太多。

[0034] 此外，通过根据扩频信号被分配至的频率信道改变所要删除的信号数目，可以按照各个用户的信道条件来分配频率信道，因此可以再生发送数据，而不使性能严重恶化。

[0035] 此外，通过根据扩频信号被分配至的时间信道改变所要删除的信号数目，每个时间信道可以提供不同的频率信道，按照各个用户的信道条件来分配时间信道，因此可以再生发送数据，而不使性能严重恶化。

附图说明

[0036] 图 1 是示出了应用于根据本发明的基于 SC-FDMA 的无线通信系统中的局部式分配的子载波的示例的图。

[0037] 图 2 是示出了根据本发明的基于 SC-FDMA 的无线通信系统中的局部式分配的图，其中，从所有用户消减相同数目的频率信号。

[0038] 图 3 是示出了应用于根据本发明的基于 SC-FDMA 的无线通信系统中的分布式分配的子载波的示例的图。

[0039] 图 4 是示出了根据本发明的无线通信系统的第一实施例中的执行上行传输的终端设备的配置的框图。

[0040] 图 5 是示出了根据本发明的无线通信系统的第二实施例中的基站设备的框图。

[0041] 图 6 是示出了根据本发明的无线通信系统的第三实施例中的帧与子信道之间的关系图。

[0042] 图 7 是示出了根据本发明的无线通信系统的第四实施例中用于分析迭代内部的外信息转移图的示例（例如 turbo 原理）的图。

[0043] 图 8 是示出了当要消减的频率信号的数目变化时的统计 EXIT 轨迹的图。

[0044] 图 9 是示出了在预先确定每个子载波的消减数目的情况下，当将编码率设置为不与均衡器的线产生交叉时的统计 EXIT 轨迹的图。

[0045] 图 10 是示出了当上行传输使用传统 SC-FDMA 方案时的终端设备配置的图。

[0046] 图 11 是分别示出了传统 E-UTRA 系统中子载波的局部式分配和分布式分配的图。

[0047] 图 12 是示出了用于接收从图 10 中的终端设备发送的信号 of 的基站设备的框图。

具体实施方式

[0048] 现在，参考附图对本发明的实施例进行描述。

[0049] 本发明涉及一种 SC-FDMA 系统，通过设置与从每个终端的 DFT 单元并行输出的信号的数目相比较低数目的组成一个子信道的子载波，能够在有限频带内容纳更多数目的终端，并且能够获得更高的传输速率，并且与 E-UTRA 系统相比，能够显著提高频谱利用率。

[0050] (第一实施例)

[0051] 首先,在本实施例中,一种在 SC-FDMA 系统中分配子载波的方法,其中,将组成一个子信道的子载波的数目设置为低于从各个终端的 DFT 单元并行输出的信号的数目。

[0052] 图 1 示出了对本发明应用局部式分配的示例。该图 1 示出了以下示例,其中,执行扩频和从每个终端的 DFT 单元并行输出的频率信号(谱)的数目是 12(即, DFT 大小是 12),而组成一个子信道(一个频率信道)的子载波的数目设置为 10 或 11。在该情况下,被分配了频带两端的子信道(频率信道)的用户(用户 A 和 G)将不传输从 DFT 单元输出的全部频率信号中位于一端(一个子载波)的频率信号,而被分配了其它子信道的用户(用户 B 至 F)将不传输从 DFT 单元输出的全部频率信号中位于两端(两个子载波)的频率信号。可以通过从由各个终端的 DFT 单元输出的频率信号的两端或一端,移除(消减)适当数目的信号,并将消减后的频率信号分配给独立的子信道,来实现该传输。根据该方法,应当理解的是,使用与传统 SC-FDMA 系统(图 11)相同数目的子载波(在该情况下是 72 个子载波),可以创建更多数目的子信道(可以容纳更多数目的用户)(与图 11 中 6 个子信道相比,图 1 中有 7 个子信道),因此从系统整体而言,可能获得更高的传输速率。

[0053] 通常,在单载波传输的消减过程中,将由于消减而导致丢失的子载波中的信道的频率响应的增益看作零,从而如果对时间信号进行观察,不但不可能通过线性均衡过程来再生,而且信道的冲激响应变长。作为结果,造成时间信号干扰下一信号的符号间干扰产生强烈的影响。这意味着,为了检测在时间轴上扩展的信号,除了降低纠错码的码率的技术外,没有其它方法。相应地,必须与消减量成比例地降低传输速率。

[0054] 然而,在本发明中,对在时间轴上扩展的发送信号进行处理,从而通过纠错编码的增益,来再生丢失的子载波,同时通过利用包括消除在内的非线性迭代均衡来降低符号间干扰,通过合成能量,来再生所消减的子载波。即,由于本发明能够在容纳更多数目的用户时,维持各个用户(各个子信道)的传输速率,因此与传统 SC-FDMA 系统相比,可以提高频率利用率。

[0055] 图 1 所示的子信道的分配给出了一示例,其中,在被分配了频带两端的子信道的用户与被分配了其它部分的子信道的用户之间,要进行消减的频率信号的数目是不同的。除此以外,对于所有用户,可以将要进行消减的频率信号的数目设置为相同。图 2 示出了该示例。在图 2 所示的配置中,对于分配了频带两端的子信道的用户,消减位于 DFT 单元的输出两端的两端的频率信号。作为结果,应当理解的是,与图 1 所示的情况相比较,可以用较低数目的子载波中维持各个用户的传输速率(图 2 中一共 70 个子载波,而图 1 中一共 72 个子载波),同时可以容纳更多数目的用户。

[0056] 图 3 示出了本发明应用于分布式分配的示例。图 3 示出了以下情况,其中,与图 2 所示的情况类似,通过消减两端的频率信号(2 个子载波),来对每个用户的 DFT 单元的输出进行成形,并且以分布式分配来布置该结果(在图 3 中由 150 来指示要消减的子载波)。即,从每个用户的 DFT 单元并行输出的频率信号(谱)的数目是 12,实际传输的子载波的数目是每个用户 10 个子载波。采用该方式,当以分布式分配来布置其频率信号被部分消减的信号并进行发送时,也可以通过与传统 SC-FDMA 系统相比较低数目的

子载波来容纳更多数目的用户，同时保持各个用户的传输速率。

[0057] 虽然以上图 1 至图 3 示出了对于每个用户，从至少一端消减一个谱（当两端都被消减时，消减两个谱）的示例，但是当构造频谱利用率进一步提高的系统时，则可以从该端部消减多个谱。在该情况下，优选地，在系统中预先确定要消减的谱的数量和位置（在两端或一端）。采用该方式，预先指定要消减的谱的数目和位置使得没有必要增加额外的控制信息。

[0058] 此外，在通常的无线通信系统中，需要提供其上不进行信号（子载波）传输的、称作保护频带的频带，来解决模拟滤波性能的问题。由于完全不可能在该保护频带上传输数据，从频率利用率的角度而言，提供保护频带不是优选的。然而，通过如本发明中一样应用消减，可以防止降低频谱利用率。这可以通过将 DFT 之后要进行消减的谱的总数设置为与要作为保护频带的子载波数目相等来实现。例如，在一个用户使用除保护频带之外的全部子载波的情况下，如果给定 DFT 单元，具有与包括保护频带在内的完全带宽相等的带宽，则通过从来自 DFT 单元的输出频率信号的一端，消减要作为保护频带的子载波的数目，来获得所要发送的信号。采用该方式进行消减使得尽管提供了保护频带，但是可以发送与没有提供保护频带时一样多的信号，因此可以防止由于保护频带所导致的频谱利用率的降低。

[0059] 现在，图 4 示出了实施如上所述的上行传输的终端设备的配置。如图 4 所示，在本实施例的终端设备中，首先在编码器 100 中对发送数据进行纠错编码，然后在调制器 101 处对数据进行调制。接着，通过 S/P 转换器 102 将调制后的发送信号进行串并转换，然后通过 DFT（离散傅里叶变换）单元 103 将转换后的信号变换为频域信号。然后，在谱消减单元 104 处对该时频变换后的频率信号（谱）执行消减。该消减是从 DFT 单元 103 的输出的两端或一端移除某些信号（谱）的操作。给定谱消减单元 104 的输入/输出信号的数目为 M 和 N，有 $M > N$ 成立。如图 1 中所示的示例，存在要进行消减的信号数目依赖于要进行分配的子载波的数目的情况。考虑该情况，对谱消减单元 104 进行适配以执行消减。

[0060] 将在谱消减单元 104 处已被消减了某些信号之后的信号输入至子载波映射单元 105，并分配给子载波以用于传输。在该点，基于从基站设备发送、由接收天线单元 112 接收、通过射频单元 113 和 A/D 转换器 114 并在接收机 115 处解调的映射信息进行分配，同时向不用于传输的子载波（其它子信道）插入零。这里，形成一个子信道的子载波的数目为 N，即与来自谱消减单元 104 的输出信号的数目相等。在该点，将已被消减的信号功率增加至用于实际传输的信号（映射后的信号），从而保持总发送功率。

[0061] 按照上述方式在子载波映射单元 105 处已被分配至子载波（子信道）上用于传输的发送信号接着被输入至 IDFT（逆离散傅里叶变换）单元 106，并从频域信号变换为时域信号。在该点，在频域中复用的独立用户的信号将使用相同的时间信道。然后，信号通过 P/S 转换器 107 至 CP（循环前缀）插入器 108，在 CP 插入器 108 中插入 CP（通过复制 IDFT 之后的符号的尾部所生成的信号）。然后，在 D/A 转换器 109 处将信号转换为模拟信号。在射频单元 110 处，将结果上变频为射频频带信号，从而从发射天线单元 111 发射。

[0062] 如上的终端设备的配置使得，在将组成一个子信道的子载波的数目设置为比从

DFT 单元并行输出的信号的数目小的 SC-FDMA 系统中，可以在不（使用任何重叠的子载波）干扰同一小区内的其它用户的情况下发送信号。此外，尽管可用于传输的子载波的数目比应发送的信号数目（从 DFT 单元输出的信号的数目）小，但是可以在不使性能过于恶化的情况下执行传输。

[0063] （第二实施例）

[0064] 该实施例示出了接收设备（基站设备）的配置，该接收设备在接收到其一部分谱被消减的信号时，通过利用具有优良的干扰降低功能的非线性迭代均衡（例如，频域 SC/MMSE（根据最小均方误差的软消除器）turbo 均衡），能够再生发送数据，而不使性能过于恶化。

[0065] 图 5 示出了本实施例中的基站设备。如图 5 所示，本实施例中的基站设备包括接收天线单元 200、射频单元 201、A/D 转换器 202、同步器 203、CP 移除器 204、S/P 转换器 205、DFT 单元 206、子载波解映射单元 206、零插入器 208、消除器 209、均衡器 210、IDFT 单元 211、解调和纠错解码器 212、迭代控制器 213、判决单元 214、信道估计器 215、零插入器 216、信道复用器 217、DFT 单元 218、复本生成器 219、调度单元 220、发送器 221、D/A 转换器 222、射频单元 223 以及发射天线单元 224。

[0066] 如图 5 所示，在本实施例的基站设备中，在射频单元 201 处将通过接收天线 200 接收的信号的每一个变换为 A/D 可转换频率，然后在 A/D 转换器 202 处将其转换为数字信号。接着，在同步器 203 处建立符号同步。在 CP 移除器 204 处将 CP 从每个符号中移除之后，信号通过 S/P 转换器 205，在 DFT 单元 206 处将各个信号从时域信号转换为频域信号。在子载波解映射单元 207 处，将被变换为频域信号的信号分离成不同的子信道（用户）的独立信号。从该点往后，将分别处理独立用户的接收信号。

[0067] 由于在子载波解映射单元 207 处分离的一个子信道（一个用户）的信号的量低于在发送器侧从 DFT 输出的量，因此零插入器 208 将零插入到与在发送器侧被消减的相同的频率分量中。该操作是在来自子载波解映射单元 207 的输出信号的两端或一端添加零。作为结果，从零插入器 208 输出与从用于发送器侧的 DFT 输出的频率信号一样多的频率信号。还在零插入器 216 处，对在信道估计器 215 处利用导频信号进行信道估计所计算的估计信道执行该零插入操作。采用该方式，在本实施例中的接收设备中，按照如同对在发送器侧被消减的谱是由于信道衰落造成丢失一样对它们进行处理，以它们进行均衡。这里，在该情况下，在子载波解映射单元 207 的下行流中提供零插入器 208，以使描述明确。然而，这并不是必须的。由于在零插入器 216 处将零插入到用于信道估计的导频信号中，因此即使不提供零插入器 208，被消减的谱也被作为 0 来处理，并且将不在均衡器 210 中进行合成。

[0068] 接着，将来自零插入器 208 的输出信号输入至消除器 209 中，在消除器 209 中，从输入信号中减去接收信号的软复本，接收信号的软复本是通过将在被消减的谱的位置上插入了零的信道估计值与在复本生成器 219 中基于其自身信号的可靠度生成的发送信号的软复本相乘计算得到的。采用该方式，在本发明中所用的频域 SC/MMSE turbo 均衡中，将接收信号的软复本从接收信号中消除一次，从而计算剩余的信号分量。由于在后述的均衡器 210 中执行逆矩阵计算，如果迭代地进行消除和均衡只剩下期望信号，那么有必要至少执行与包含在块中的期望信号的数目一样多的逆矩阵计算次数。相反，当输

入完全消除后的剩余分量时，可以在块内将剩余信号共同处理，因此可以通过在块中执行一次逆矩阵计算，来计算全部权重。出于该目的，将发送信号的软复本分别输入至均衡器 210，来执行重构，从而，减少与逆矩阵计算相关联的计算量。这里，然而，由于在第一过程中没有生成信号复本，将接收信号转移至均衡器 210，实际上不执行任何消除过程。

[0069] 在均衡器 210 中，基于作为来自消除器 209 的输出的剩余信号、期望信号的估计信道以及期望信号的软复本，执行信号均衡。具体地，在均衡器 210 中，由剩余分量、估计信道、信号的软复本计算最优权重，并且与最终均衡之后的最优权重相乘后的时间轴信号是输出。这里，由于在第一过程中没有输入软复本，该过程与没有执行消除的传统 MMSE 均衡等效。

[0070] 在 IDFT 单元 211 处将均衡后的信号变换为时域信号，接着通过解调和纠错解码器 212 对信号进行解调和纠错。作为结果，从解调和纠错解码器 212 中输出可靠度增强的编码比特的的外对数似然比 (LLR : LogLikelihood Ratio)。这里，外 LLR 仅仅表示由纠错过程改善的可靠度。即，通过对从均衡器 210 输入的 LLR (称作先验 LLR) 执行纠错过程最终输出的 LLR 是考虑了从均衡器 210 获得的可靠度的后验 LLR。在 turbo 均衡中，该后验 LLR 再次反馈至均衡器 210，以便减去先验 LLR 输入。关于是否由迭代控制器 212 进行迭代，来控制从解调和纠错解码器 212 输出的外 LLR，并在重复该过程时将其输入至复本生成器 219，以生成信号的软复本。如上所述，在复本生成器 219 中，与编码比特的 LLR 的可靠度成比例地生成软信息。将由此生成的软复本输入至 DFT 单元 218，以在消除器 209 中暂时消除期望频率信号贡献的接收信号分量，并将其输入均衡器 210，以通过均衡重构期望信号。

[0071] 采用该方式，对消除器 209 之后的过程进行迭代，从而可以获得可靠度逐渐提高的编码比特。在进行了由迭代控制器 213 控制的预定次数的迭代之后，在判决单元 214 处对信息比特的 LLR 进行硬判决，以获得解码数据。

[0072] 考虑基站配置的示例，对本实施例进行了说明，在所述示例中，顺序选择每个用户 (子信道) 的接收信号，以及串行执行对于所选择的信号的处理。然而，可以提供与子信道一样多的零插入器 208、消除器 209、均衡器 210、IDFT 单元 211、解调和纠错解码器 212、复本生成器 219、DFT 单元 218、信道复用器 217 等，从而可以同时对所有用户执行处理。此外，预定的迭代次数可以是固定的，或者还可以执行适应性控制，对过程进行迭代直至解调和纠错解码器 212 的结果变得没有差错。此外，在如图 1 所示的布置那样子信道具有不同数目的要进行消减的频率信号的系统中，可以令一个子信道与另外一个子信道在接收设备上进行的迭代次数是不同的。

[0073] 用于接收电平测量的导频信号从 DFT 单元 206 发送至调度单元 220。基于利用该信号的接收电平的测量结果，调度单元 220 考虑每个用户终端的传输条件，执行调度 (确定用户到子信道的分配)。在该调度中，将每个用户分配至具有较好信道条件的子信道，来获得多用户分集增益，从而即使消减位于端部的部分谱时，也可以获得更好的接收性能。由调度单元 220 确定的映射信息在发送器 221 进行调制等，通过 D/A 转换器 222、射频单元 223 等，接着从天线单元 224 发射至每个用户终端。该映射信息用于来自每个用户的下一帧及之后的传输。此外，映射信息用于当接收到相关帧时在子载波解映射单

元 207 中挑选每个子信道的子载波的过程。

[0074] 采用该基站配置，在将从每个终端的 DFT 单元并行输出并在其端部进行部分消减的信号分配至子信道的 FDMA 系统中，可以通过将消减处理看作是由于无线信道造成的失真，执行非线性迭代均衡，来正确地解调从每个用户发送的信号。

[0075] （第三实施例）

[0076] 本实施例示出了要进行消减的频率信号的数目随着每个时间信道（帧）变化的示例。图 6 示出了本实施例中帧与子信道之间的关系。这里，虽然未在图 6 中示出，但是每个帧由多个符号构成。如图 6 所示，在本实施例中，对于每个帧消减不同数目的频率信号，从而在每个帧中提供不同数目的子信道（最大用户容量）。例如，在图 6 中，要从在帧 1 中分配的每个用户消减的频率信号的数目是两个，从而可以提供七个子信道。另一方面，在帧 2 中，对每个用户不执行消减，子信道的数目是六个。此外，在帧 3 中子信道的数目是八，从在分配至该帧的每个用户消减三个频率信号。采用该方式，将每帧中所要消减的频率信号的数目设置成不同的，使得可以针对每帧提供不同数量的子信道，从而可以创建能够以灵活的方式利用有限资源的系统。

[0077] 通常，随着所要消减的频率信号的数目变大，接收性能恶化。然而，在如本实施例中的、所要消减的频率信号的数目每帧变化的系统中，通过适应性地选择要分配至每帧的用户，可以防止接收性能恶化。例如，这可以通过在所要分配的用户之中，将信道条件好的用户分配给消减数目多的帧，而将信道条件不那么好的用户分配给消减数目少（或者没有消减）的帧来实现。在该情况下，可以与接收 SNR 相关地预先设置阈值数目，并且阈值还可以与消减数目相关。这里，阈值越高，消减数目应被设置得越大。

[0078] 此外，接收性能不仅取决于接收 SNR 的值，而且很大程度取决于信道在频域轴上的变化。即，当所分配的信道的频域响应相对平坦时，接收性能受符号间干扰的影响要小。另一方面，当频域响应剧烈变化时，接收性能严重受到符号间干扰的影响。相应地，当不仅考虑接收 SNR，还考虑信道的频率响应时，还可以通过将频率响应相对平坦的信道分配给由消减数目较多的子信道所构成的帧，并将频率响应特性不那么平坦的信道分配给由消减数目较小的子信道所构成的帧，来提高接收性能。

[0079] 这里，作为表示信道频率响应变化的指示符，可能提及例如延迟波的延时、功率等。使用具有高功率和大延时的延迟波的信道的用户适于被分配至由消减数目较少的子信道所构成的帧中的子信道，而使用没有许多高功率延迟波的信道的用户适于被分配至由消减数目较大的子信道所构成的帧。此外，通过这样简单的控制（即，通过确定在所分配的子信道中比子信道的平均功率电平低的子载波的数目），可以在某种程度上掌握信道的变化。在该情况下，当较大数目的子载波低于平均功率电平时，将信道看作是在子信道中剧烈变化，并将用户分配至由消减数目较少的子信道所构成的帧。当较少数目的子载波低于平均功率电平时，将子信道的信道看作是相对平坦的，并将用户分配至由消减数目较大的子信道所构成的帧。

[0080] 使用上述的分配，由于信道条件良好，被分配至消减数目较大的帧（如图 6 中的帧 3）中的用户也可以在不严重恶化性能的情况下再生发送数据。还可以根据用户在小区中的位置，选择要分配的帧。该方法在对离基站设备近的用户的目标值比离基站设备远的用户的目标值高的系统中是有效的。将离基站设备近的用户分配至

消减数目较大的帧中，以及将离基站设备远的用户分配至消减数目较小的帧中。

[0081] （第四实施例）

[0082] 该实施例示出了以下示例，其中，基于均衡器的互信息的输入 / 输出关系以及解码器的互信息的输入 / 输出关系，来设计所要消减的频率信号的数目。此外，还将示出当确定消减数目时优化用于传输的编码率的设计的示例。

[0083] 首先，将对使用外信息转移图 (EXIT chart : Extrinsic Information Transfer Chart) 来分析迭代内部的技术 (例如 Turbo 原理) 进行描述。图 7 示出了 EXIT 图的示例。

[0084] 在图 7 中，水平轴表示输入至均衡器的互信息，以及垂直轴表示从均衡器输出的互信息。在该迭代过程中，由于将从均衡器输出的互信息输入至解码器，因此垂直轴与输入至解码器的互信息相一致。此外，由于解码器的输出变为输入至均衡器的互信息，因此水平轴与解码器的互信息相一致。这里，互信息是当发送特定信号 X 并获得接收信号 Y 时可以由 Y 获取的关于 X 的信息。在 EXIT 分析中，当互信息被定义为在获得接收信号 Y 时可以由 Y 获取的关于 X 的信息时，将最大值限制为 1。

[0085] 在图 7 中，线 300 表示当输入在垂直轴上并且输出在水平轴上时，解码器处的互信息的输入 / 输出关系。由于随着编码率变高解码所需的功率量变大，在图中线向上平移。另一方面，线 301 表示当输入在水平轴上并且输出在水平轴上时，均衡器处的互信息的输入 / 输出关系。解码器的性能是唯一确定的，而均衡器的性能依赖于信道变化上升和下降，因此通常使用统计表示，例如 1% 的值。然而，由于位于起点和终点的值仅仅由信道和接收质量来确定，因此可以将特征近似描述为在某时刻信道变化的快照。

[0086] 这里，由于表示解码器输入 / 输出性能的线 300 是由所使用的纠错码的结构唯一确定的，因此可以在迭代过程前知晓性能。另一方面，由于表示均衡器输入 / 输出性能的线 301 是基于信道和 SNR 确定的，因此不可能提前对其进行详细描述。然而，可以事先容易地单独计算当均衡器的输入外互信息是零 (在图 7 中表示点 A，并且该位置被称作起点) 时的值，以及当输入外互信息是 1 (在图 7 中表示点 F，并且该位置被称作终点) 时的值，这是因为前者表示没有获得关于软复本的信息的情况，并且后者表示软复本与发送信号无误差地完全一致的情况。相应地，可以通过线性地逼近起点和终点，来计算近似的均衡器性能 301。

[0087] 接着，将对如何理解图 7 进行描述。首先，第一步，由于输入互信息是零，获得点 A 处的互信息作为均衡器的输出。接着，由于该均衡器输出的互信息变为输入至解码器的互信息，因此点按虚线所指示的方式移动，并且解码器的输出的互信息落于点 B。对类似的过程进行迭代，从而知道互信息连续移动至点 C、点 D、点 E 以及点 F。因此，可以解释迭代内部的行为。均衡器性能的终点意味着干扰分量被完全移除，并且该性能仅仅由期望信号的接收功率以及噪声的功率来确定。即，这表示在通过消减而增强的符号间干扰变为可完全移除的状态。表示上述移动的虚线称作 EXIT 轨迹，该轨迹的利用使得可以设计迭代过程是否能够检测发送数据。这里，当解码器的线位于均衡器的线以下而不在解码器和均衡器的两条线之间产生任何交叉时，达成一种优选设计。

[0088] 图 8 示出了当要消减的频率信号的数目变化时的统计 EXIT 轨迹。图 8 中的线 303 和 304 分别示出了当消减数目是 M 和 N ($M > N$) 时均衡器的性能。如图 8 所示，当消减较大数目的频率信号时，均衡器性能的起点降低。这表示作为消减数目较大的结

果，出现较强的符号间干扰影响，并指示在迭代过程的初始阶段，无法将干扰移除。因为终点示出了当由于消减所导致的符号间干扰的影响已被迭代过程移除时的性能，所以平均而言（线 304 和 302）的终点彼此一致，而不取决于消减数目。

[0089] 在图 8 中，当消减数目是 N 时，均衡器的线 304 位于解码器的线 302 之上，从而可以通过迭代分离。另一方面，当将消减数目设置为 M 时，均衡器的线 303 穿过解码器的线 302，从而不能获得交叉点上或交叉点以上的互信息。换言之，符号间干扰过于强烈，以至于不能通过迭代过程将影响移除。毕竟，该情况是通过将每个用户消减的频率信号的数目设置为 N 的设计实现的，并且子信道的数目还可以根据设计进行调整。

[0090] 可以不基于诸如 1% 的值等统计表示来处理 EXIT 轨迹，而绘制某时刻（例如，每个帧单元）的信道变化的轨迹，从而适应性地设置所要消减的频率信号的数目。在该情况下，通过随着在分配至每个用户的子信道的每子帧的信道变化中消减数目改变，使用上述的近似方法绘制均衡器的 EXIT 轨迹，消减数目被选择为 EXIT 轨迹不与解码器的线交叉。例如，执行该控制，从而对被分配至具有良好信道条件的子信道的用户设置较大的消减数目，而对分配至信道条件不那么良好的子信道用户设置较小的消减数目。在该情况下，终端应当具有可以根据消减数目改变每个用户的 DFT 大小（当消减数目大时，增加 DFT 大小，以及当消减数目小时，减小 DFT 大小）的配置。采用该方式，通过即使在每个子信道的子载波的全部数目都相同时，也适应性地控制消减数目，可以构造对于独立子信道（独立用户）实现不同传输速率的系统。

[0091] 相反，当每个子信道的数目是预先确定的时，也可以通过考虑 EXIT 轨迹来调整编码率，防止接收性能恶化。这可以通过将编码率设置为不与均衡器的线 307 相交叉（在该情况下，具有编码率 L 的线 306 将不会交叉，而具有编码率 K 的线 305 将会交叉，其中， $K > L$ ）来实现，从而增强对抗在迭代初始阶段无法被移除的干扰的鲁棒性。虽然这是与编码率相关联地示出的，然而也可以通过改变编码方法（turbo 编码、级联编码、低密度奇偶校验（LDPC：Low Density Parity Check）码等）来进行规划。因此，在规划系统时，可以增强灵活性。通过在基站侧以每帧为单位绘制 EXIT 轨迹，可以适应性地执行如上对编码率和编码方法的选择。

[0092] 虽然基于利用 DFT 来生成扩频信号的 SC-FDMA 方案，来讨论前述的实施例，但是本发明可以应用于通过乘以扩频码来生成扩频信号的方案（例如 MC-CDMA），当在发送器侧将扩频之后的信号在其端部进行部分删除时，同时在接收机侧通过将零插入到在发射机端进行删除的位置，来执行迭代均衡过程。

[0093] 本发明不应受限于上述实施例，并且可以在不背离本发明要点的范围的情况下，对其进行各种修改。

[0094] 附图标记说明

[0095] 100 编码器

[0096] 101 调制器

[0097] 102S/P 转换器

[0098] 103DFT 单元

[0099] 104 谱消减单元

[0100] 105 子载波映射单元

- [0101] 106IDFT 单元
- [0102] 107P/S 转换器
- [0103] 108CP 插入单元
- [0104] 109D/A 转换器
- [0105] 110 射频单元
- [0106] 111 发射天线单元
- [0107] 112 接收天线单元
- [0108] 113 射频单元
- [0109] 114A/D 转换器
- [0110] 115 接收机
- [0111] 200 接收天线单元
- [0112] 201 射频单元
- [0113] 202A/D 转换器
- [0114] 203 同步器
- [0115] 204CP 移除器
- [0116] 205S/P 转换器
- [0117] 206DFT 单元
- [0118] 207 子载波解映射单元
- [0119] 208 零插入单元
- [0120] 209 消除器
- [0121] 210 均衡器
- [0122] 211IDFT 单元
- [0123] 212 解调和纠错解码器
- [0124] 213 迭代控制器
- [0125] 214 判决单元
- [0126] 215 信道估计器
- [0127] 216 零插入单元
- [0128] 217 复本生成器
- [0129] 220 调度单元
- [0130] 221 发送器
- [0131] 222D/A 转换器
- [0132] 223 射频单元
- [0133] 224 发射天线单元

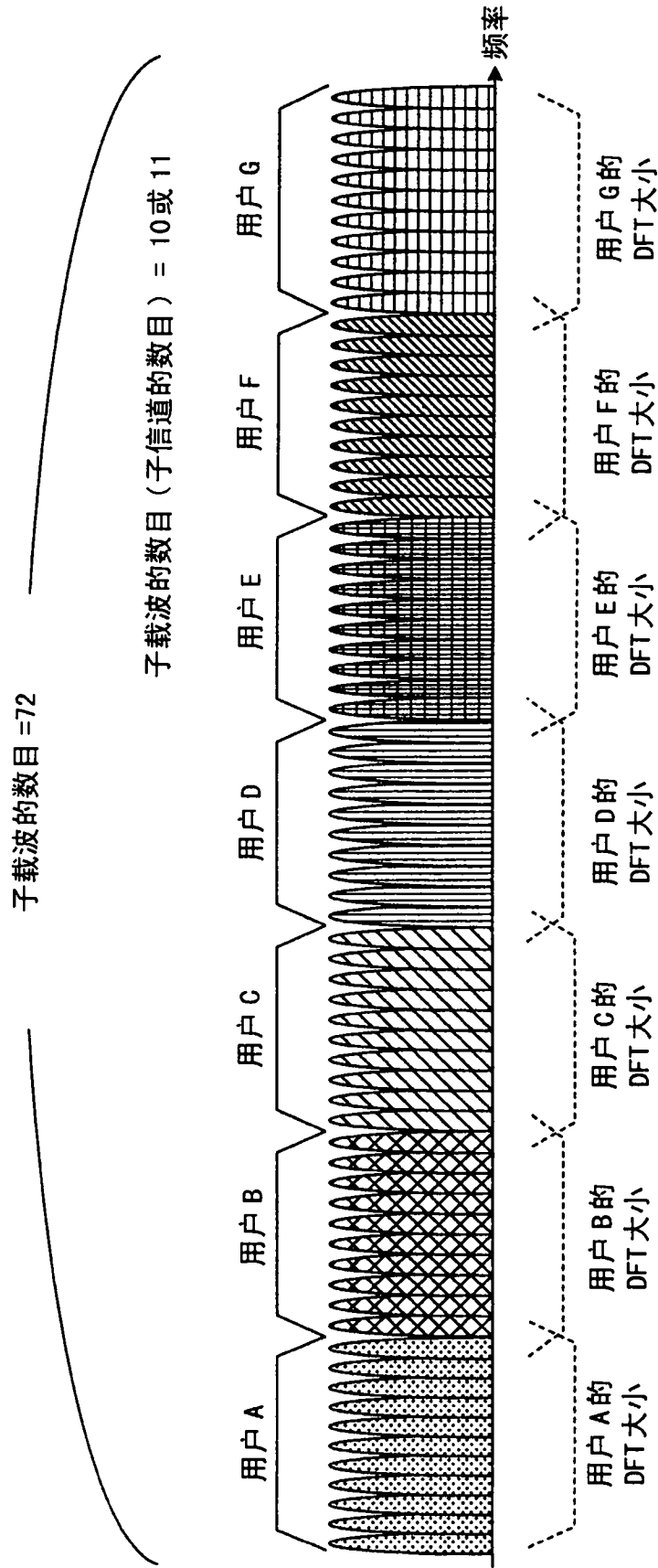


图 1

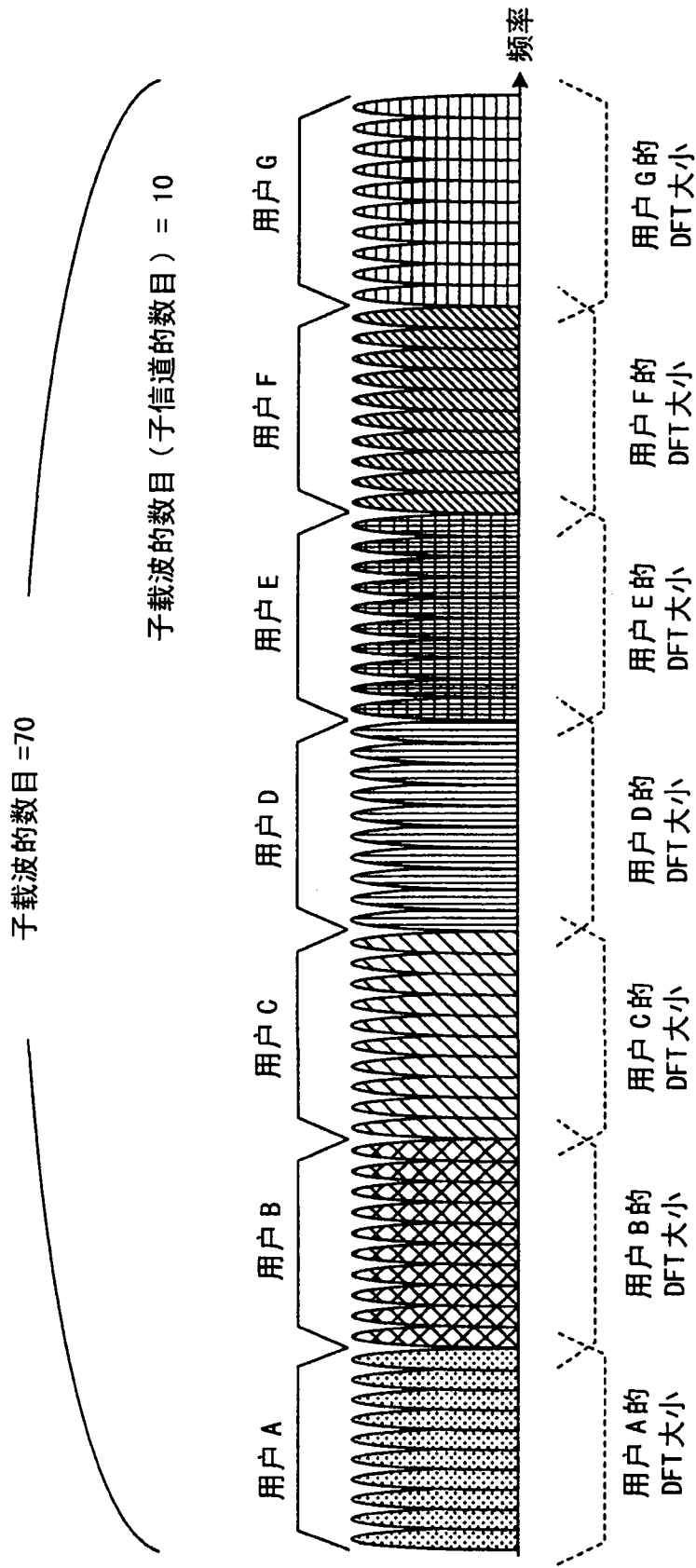


图 2

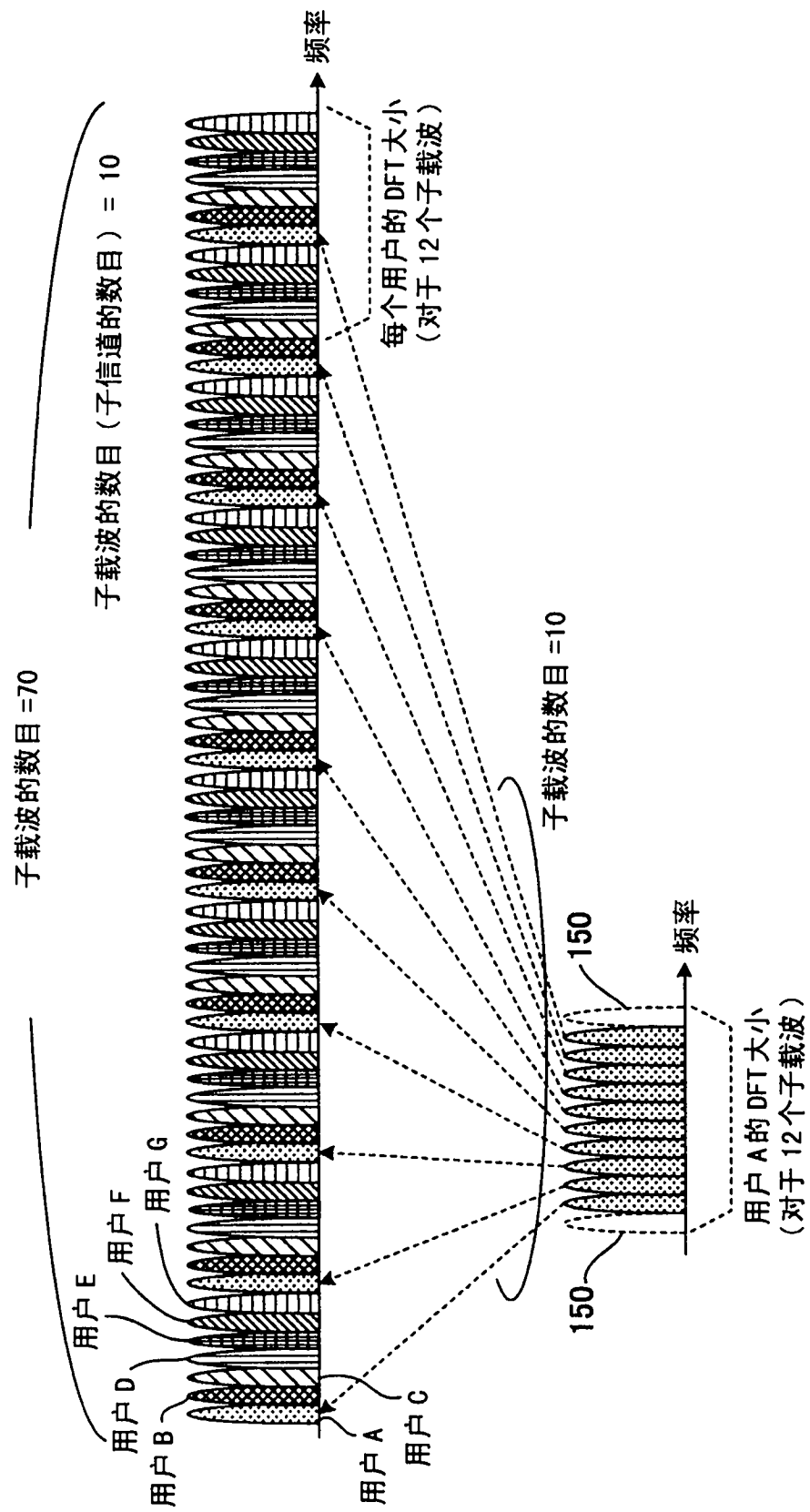


图 3

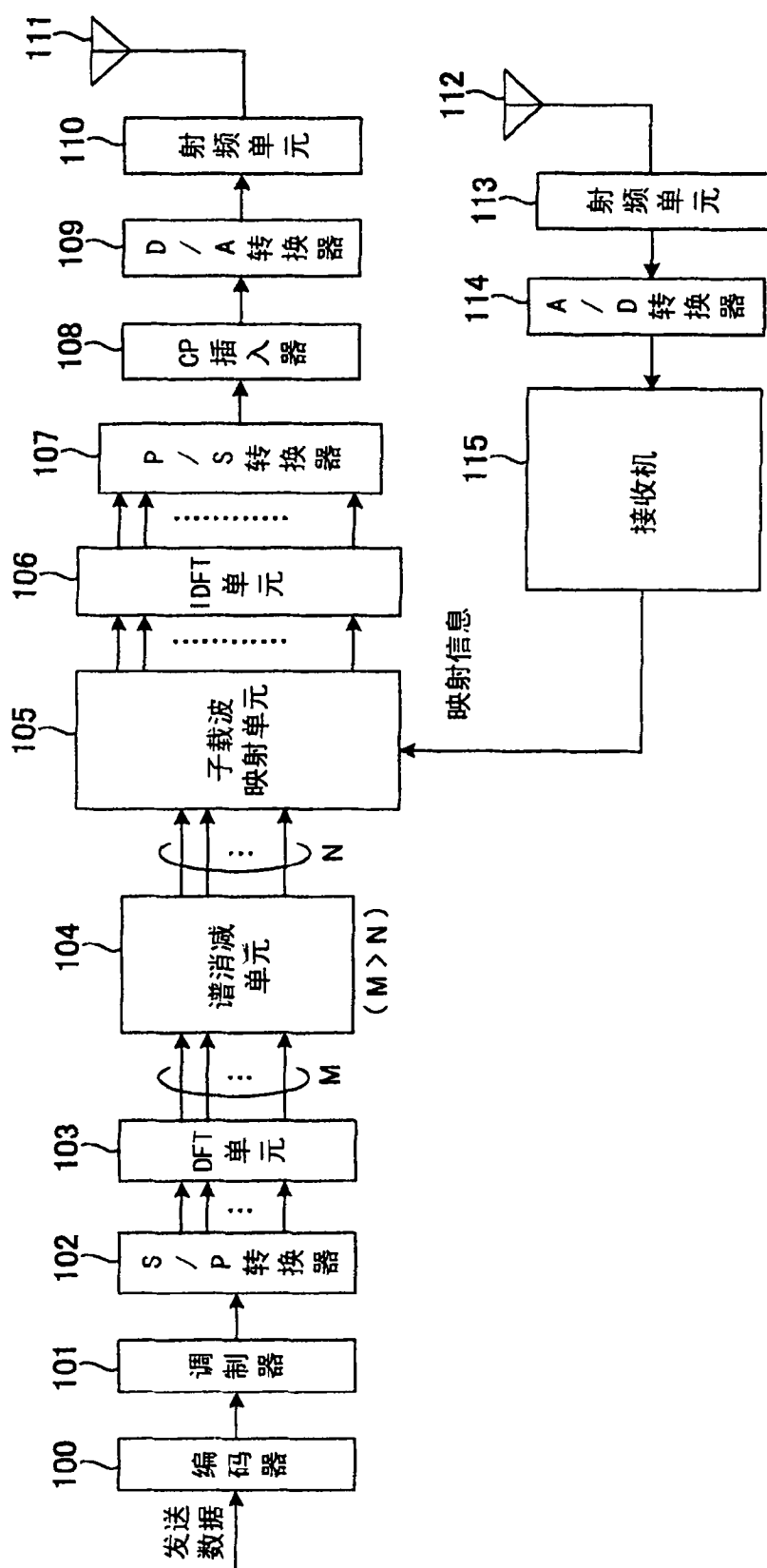


图 4

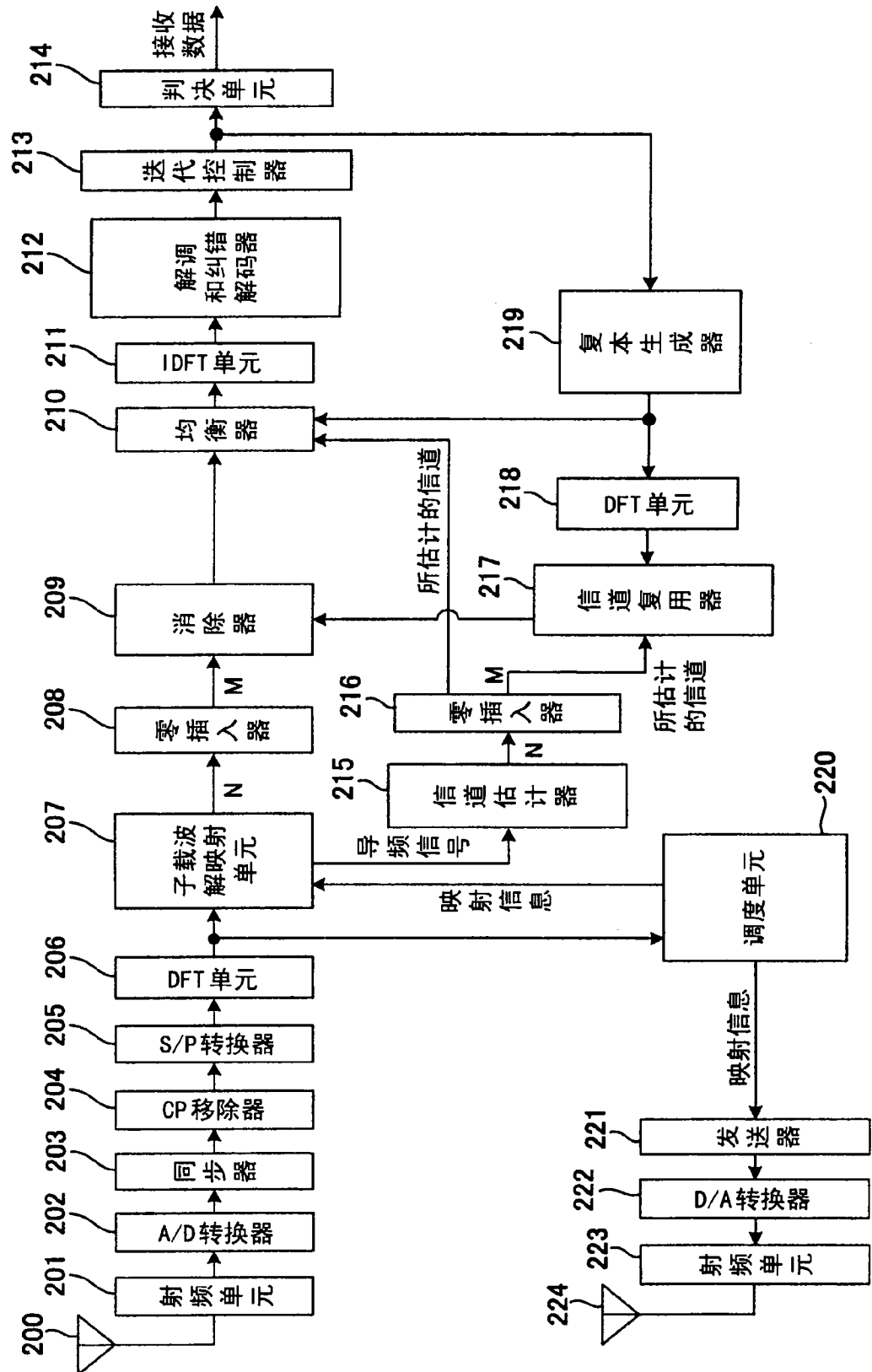


图 5

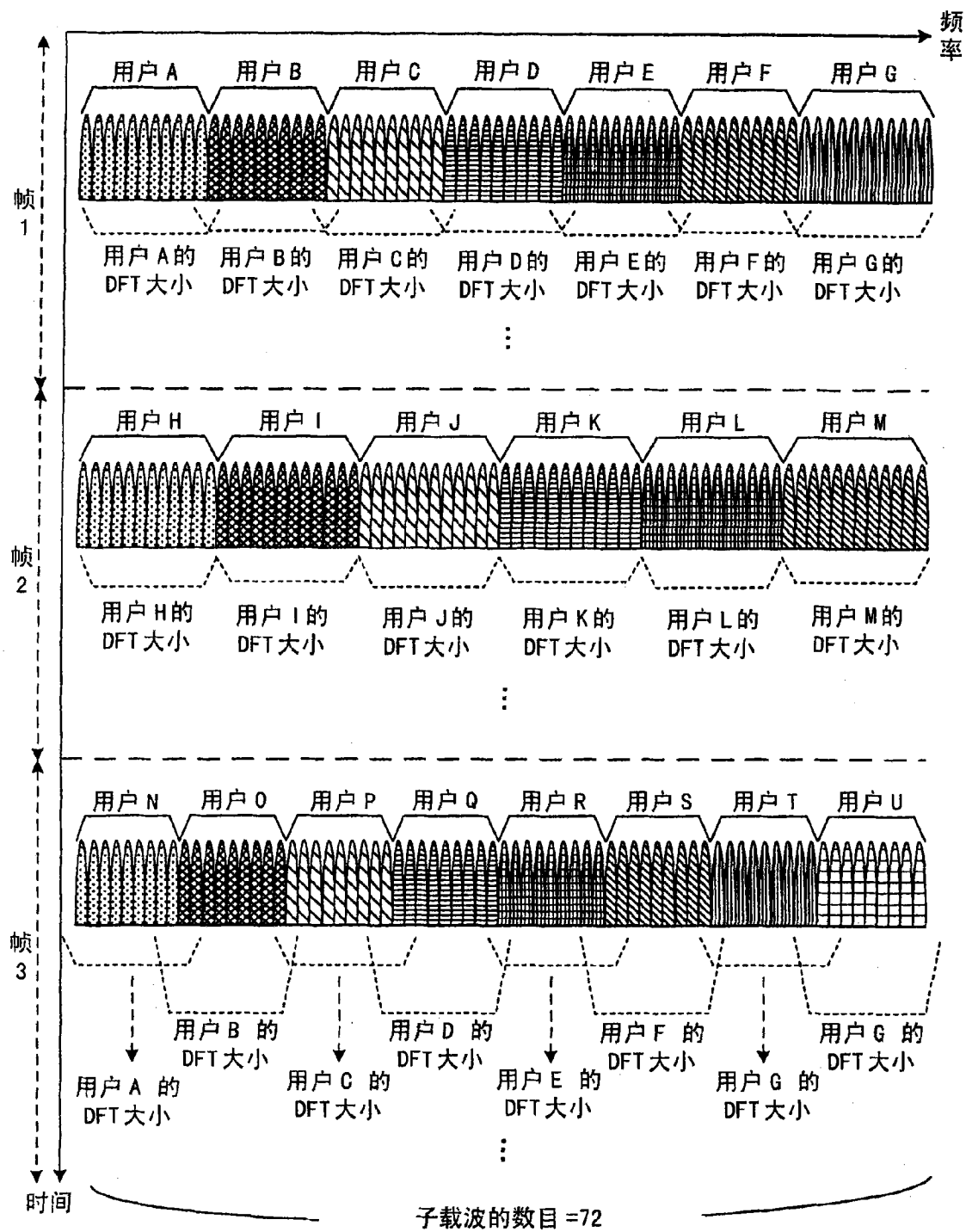


图 6

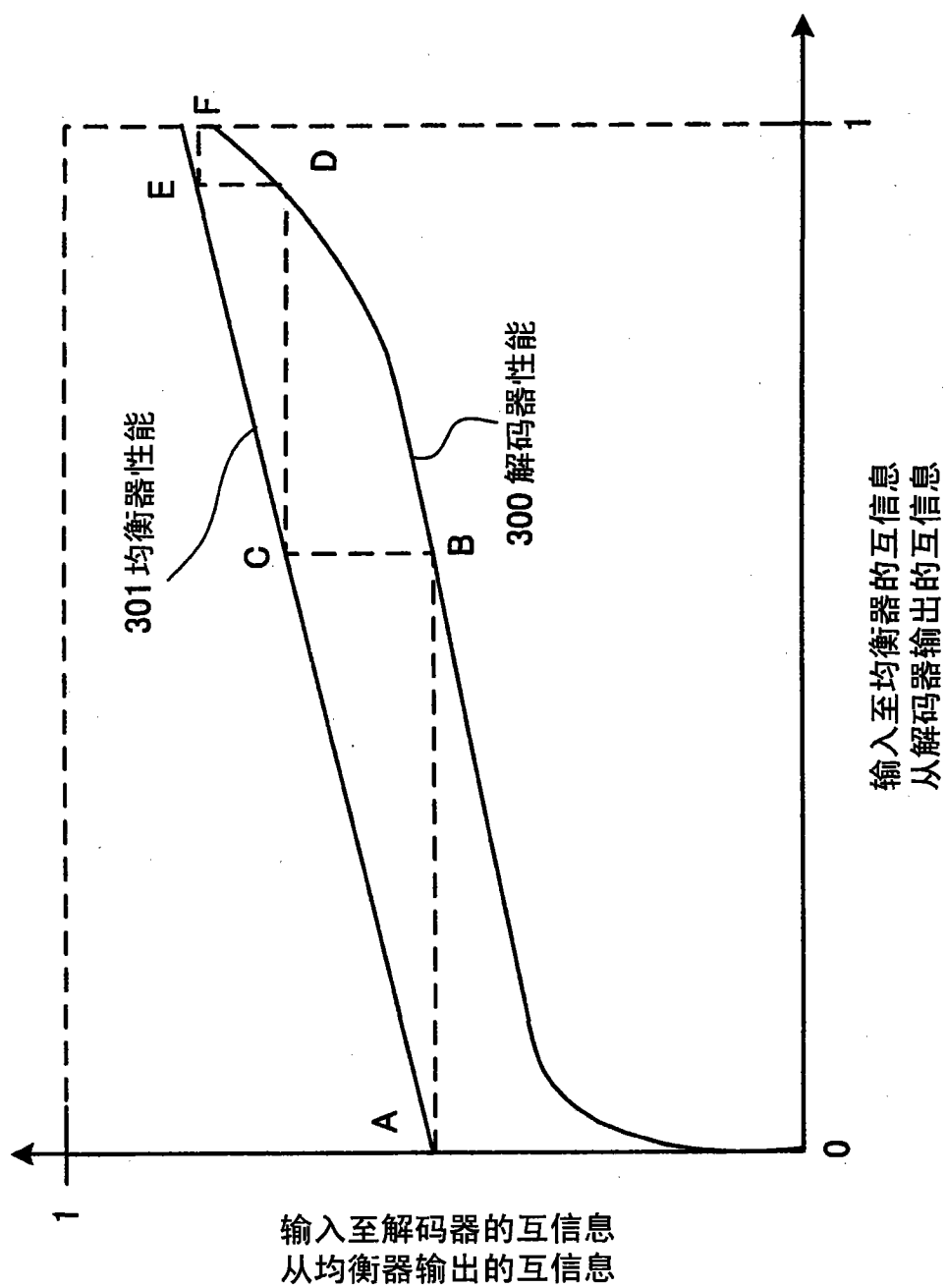


图 7

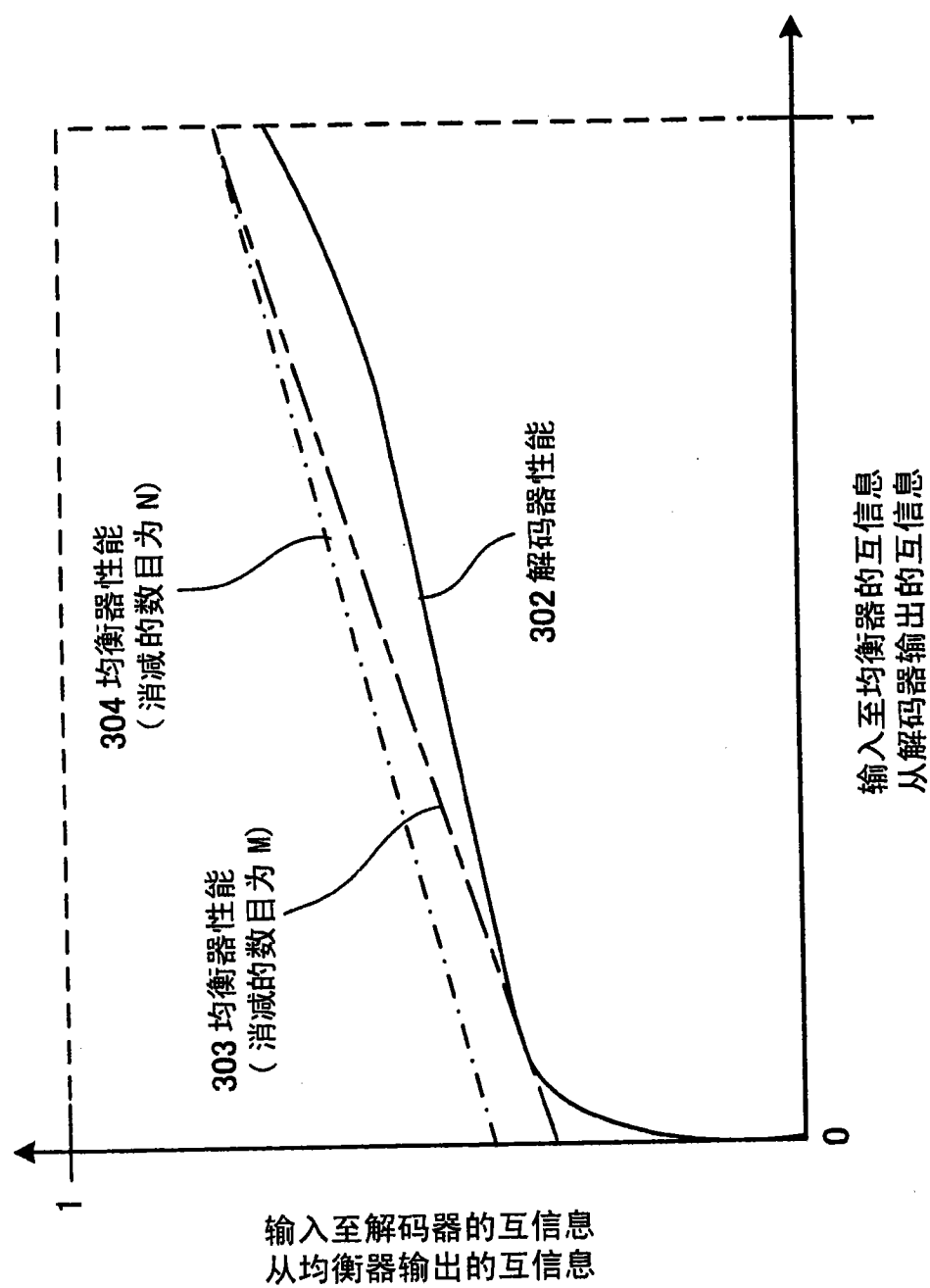


图 8

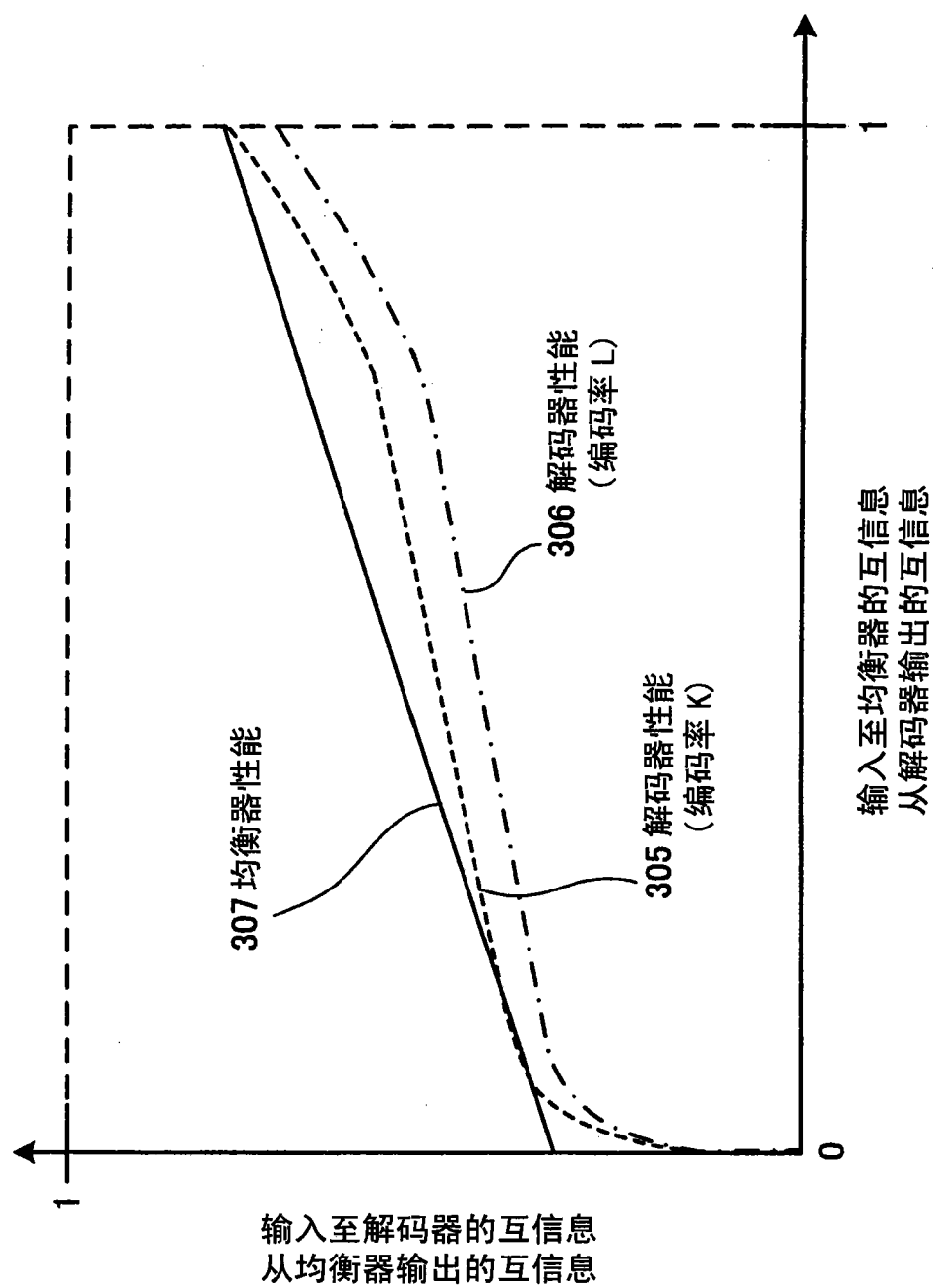


图 9

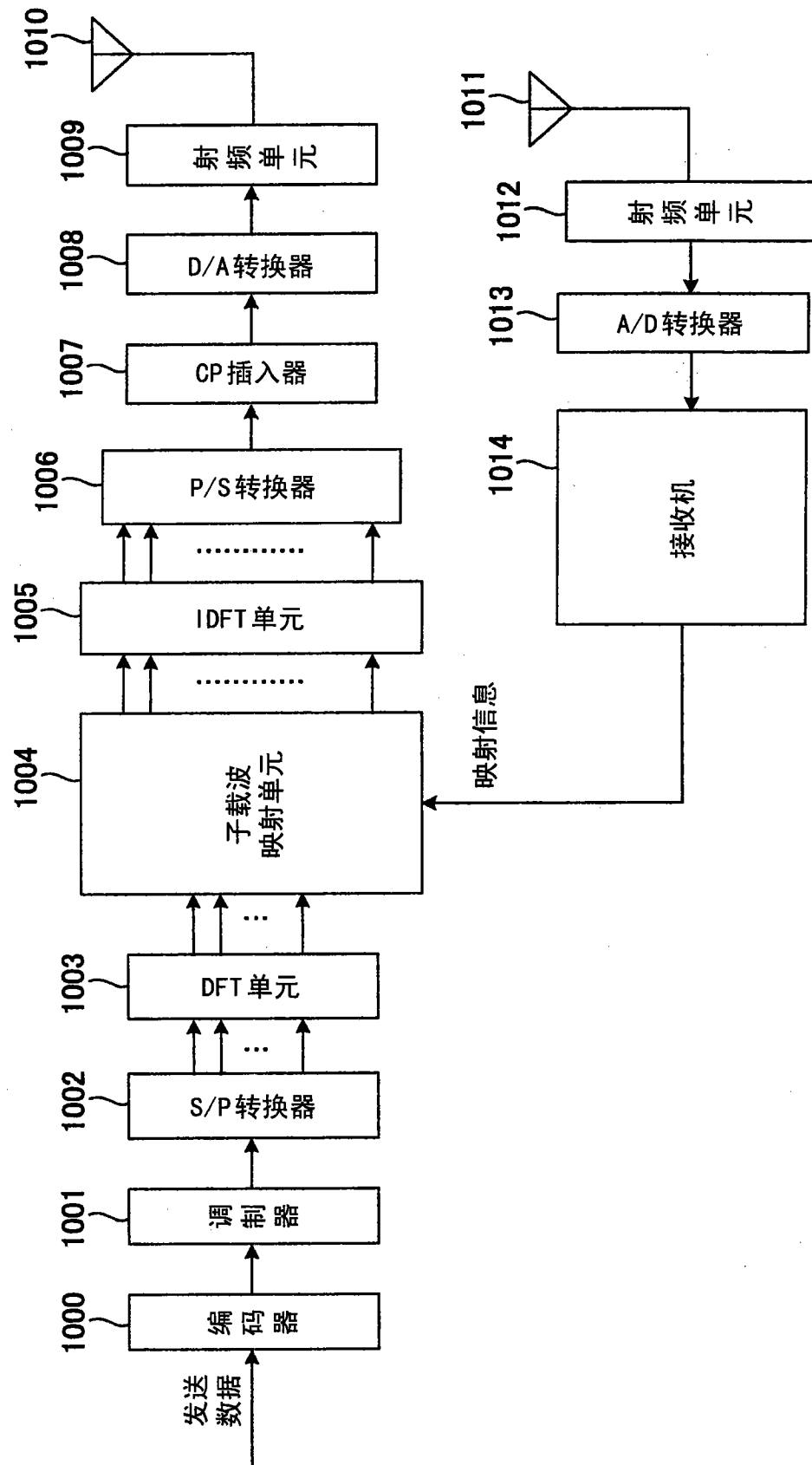


图 10

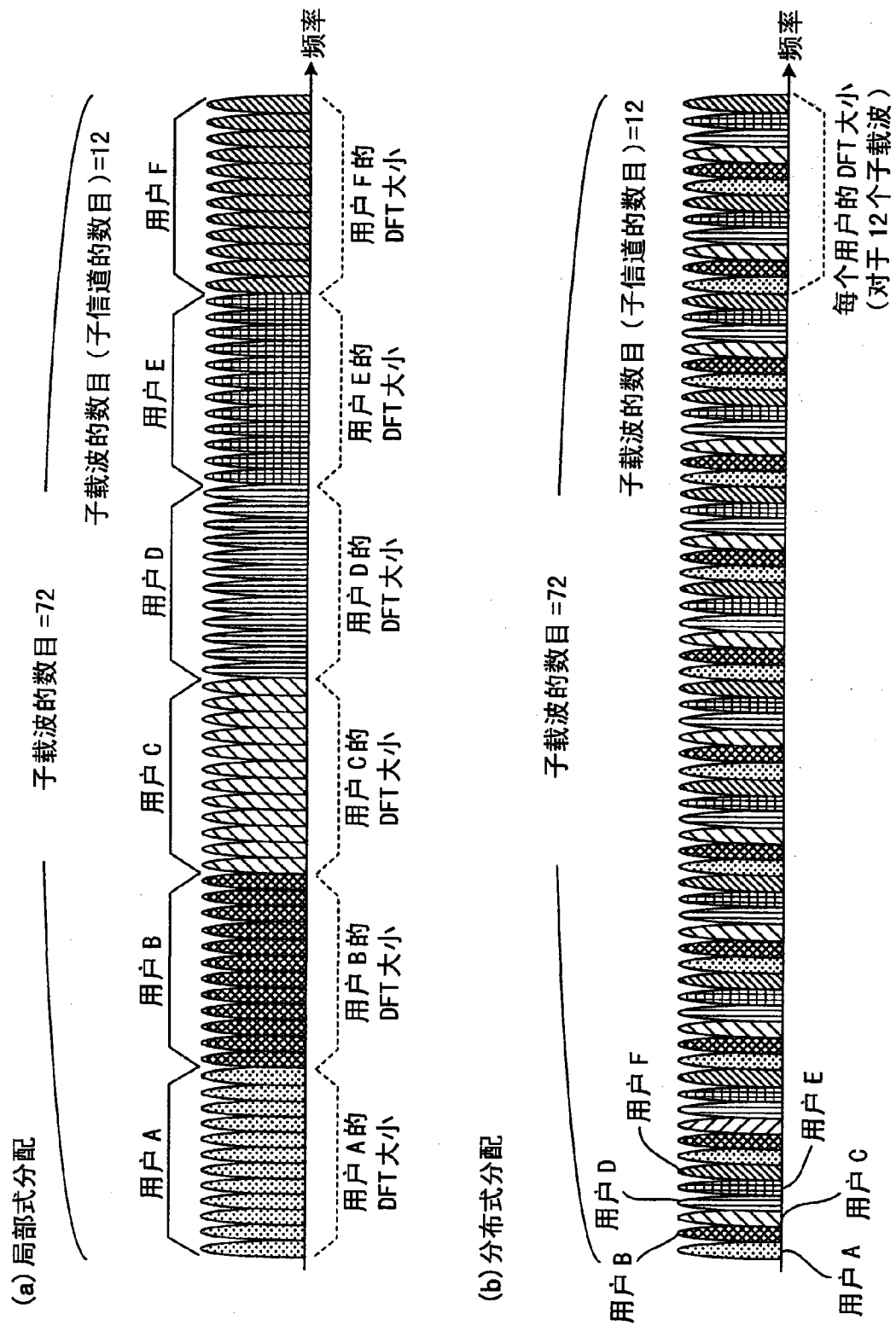


图 11

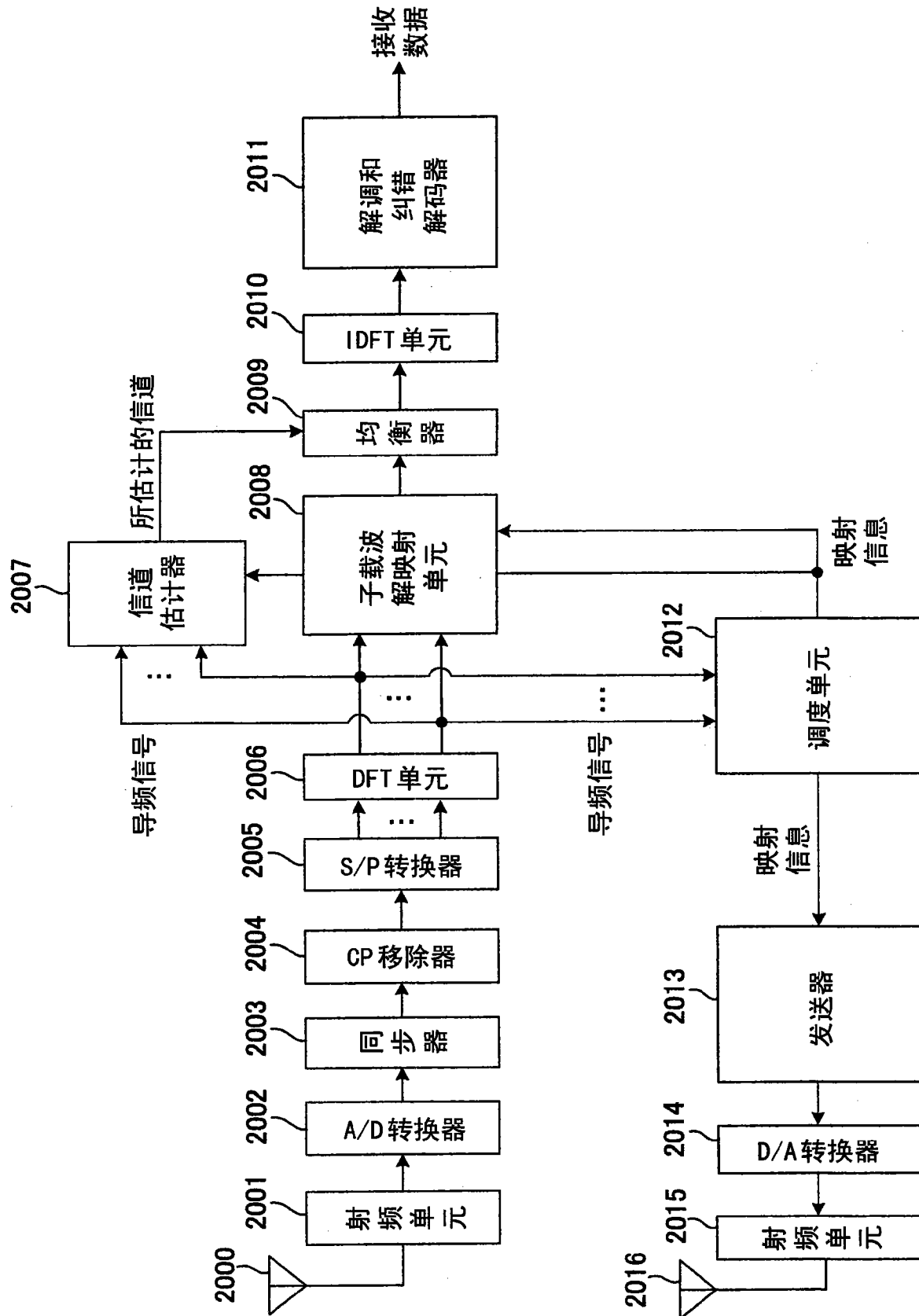


图 12