

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200610169493.7

H04B 7/26 (2006.01)
H04B 7/005 (2006.01)
H04B 7/204 (2006.01)
H04L 5/12 (2006.01)

[43] 公开日 2007 年 11 月 14 日

[11] 公开号 CN 101072068A

[22] 申请日 2006. 12. 15

[21] 申请号 200610169493.7

[30] 优先权

[32] 2006. 5. 9 [33] JP [31] 2006 - 130396

[71] 申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川县川崎市

[72] 发明人 实川大介 关宏之

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司
代理人 李 辉

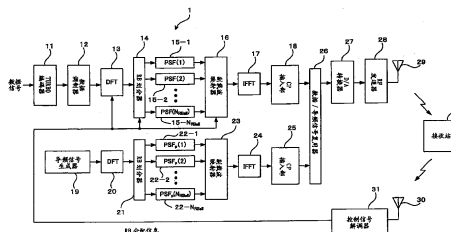
权利要求书 4 页 说明书 29 页 附图 19 页

[54] 发明名称

无线电发送方法和装置及无线电接收方法和装置

[57] 摘要

本发明提供无线电发送方法和装置及无线电接收方法和装置。利用预定频带发送导频信号并利用所述频带中的部分频带发送数据信号，并且控制通过至少所述部分频带发送的导频信号和数据信号的波形，使得导频信号和数据信号在频域中具有相同的波形。这样，在控制具有不同占用频带的导频信号和数据信号的波形的情况下，在数据信号的占用频带的一部分中可以避免映射低质量导频信号等，提高了数据信号解调能力并在抑制峰均功率比的同时改善了数据信号接收性能。



1. 一种无线电发送方法，该无线电发送方法无线地发送数据信号和对所述数据信号进行解调处理所要使用的导频信号，所述无线电发送方法的特征在于包括以下步骤：

导频发送步骤，该导频发送步骤利用预定频带发送所述导频信号；

数据发送步骤，该数据发送步骤利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号；以及

波形控制步骤，该波形控制步骤控制通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号的波形，使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的波形。

2. 根据权利要求1所述的无线电发送方法，该无线电发送方法的特征在于，在所述数据发送步骤中，以预定频带单位对所述预定频带进行划分，使得在将各个划分频带设为所述部分频带的状态下发送所述数据信号，并且

在所述波形控制步骤中，以所述划分频带为单位来控制所述数据信号和所述导频信号的波形，使它们在所述频域中具有相同的波形。

3. 根据权利要求2所述的无线电发送方法，该无线电发送方法的特征在于，在所述波形控制步骤中，在将所述划分频带中连续存在的且未分配有数据信号的多个划分频带设为一个频带的状态下，共同控制所述多个划分频带中的所述导频信号的波形。

4. 根据权利要求3所述的无线电发送方法，该无线电发送方法的特征在于，在频域中，在连续存在的且未分配有数据信号的所述多个划分频带中的所述导频信号的波形与在分配有所述数据信号的所述划分频带中的所述导频信号的波形不同。

5. 根据权利要求1至4中的任一项所述的无线电发送方法，该无线电发送方法的特征在于，在所述波形控制步骤中，在频域中进行波形控制。

6. 一种无线电接收方法，该无线电接收方法无线地接收来自无线电

发送装置(1, 1A)的导频信号和数据信号, 所述无线电发送装置利用预定频带发送对所述数据信号进行解调处理所要使用的所述导频信号, 并利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号, 并且所述无线电发送装置控制通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号的波形, 使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的波形, 所述无线电接收方法的特征在于包括以下步骤:

导频副本生成步骤, 该导频副本生成步骤生成所述导频信号的副本;

波形控制步骤, 该波形控制步骤控制在所述导频副本生成步骤中生成的所述副本在至少所述部分频带中的波形; 以及

解调步骤, 该解调步骤基于在所述波形控制步骤中控制了其波形的所述副本和从所述无线电发送装置(1, 1A)接收到的所述导频信号, 对所述部分频带中的接收到的数据信号执行解调处理。

7. 根据权利要求6所述的无线电接收方法, 该无线电接收方法的特征在于, 在所述波形控制步骤中, 将通过以预定频带单位划分所述预定频带而得到的各个划分频带设为所述部分频带, 并且以所述划分频带为单位进行波形控制。

8. 根据权利要求7所述的无线电接收方法, 该无线电接收方法的特征在于, 在所述波形控制步骤中, 在将所述划分频带中连续存在的且未分配有数据信号的多个划分频带设为一个频带的状态下, 共同控制所述多个划分频带中的所述副本的波形。

9. 根据权利要求8所述的无线电接收方法, 该无线电接收方法的特征在于, 在频域中, 在连续存在的且未分配有数据信号的所述多个划分频带中的所述副本的波形与在具有所述数据信号的所述划分频带中的所述副本的波形不同。

10. 根据权利要求6至9中的任一项所述的无线电接收方法, 该无线电接收方法的特征在于, 在所述波形控制步骤中, 在频域中进行波形控制。

11. 一种无线电发送装置, 该无线电发送装置无线地发送数据信号和对所述数据信号进行解调处理所要使用的导频信号, 所述无线电发送

装置的特征在于包括：

导频发送装置，该导频发送装置用于利用预定频带发送所述导频信号；

数据发送装置，该数据发送装置用于利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号；以及

波形控制装置，该波形控制装置用于控制通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号的波形，使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的波形。

12. 根据权利要求 11 所述的无线电发送装置，该无线电发送装置的特征在于，所述数据发送装置包括：

数据信号频带划分器（14），该数据信号频带划分器用于在与通过以预定频带单位划分所述预定频带而得到的划分频带相关联的状态下划分所述数据信号；

数据信号滤波部（15-i； $i=1$ 至 N_{RBall} ），该数据信号滤波部用于以通过所述数据信号频带划分器（14）进行划分而得到的数据信号为单位来控制所述数据信号的波形；以及

数据信号映射器（16），该数据信号映射器用于将通过所述数据信号滤波部（15-i）控制其波形的所述数据信号映射到形成所述部分频带的所述划分频带，并且

所述导频发送装置包括：

导频信号频带划分器（21），该导频信号频带划分器用于以划分频带为单位划分所述导频信号；

导频信号滤波部（22-i），该导频信号滤波部用于以通过所述导频信号频带划分器（21）进行划分而得到的导频信号为单位来控制所述导频信号的波形，从而在频域中产生与所述数据信号的波形相同的波形；以及

导频信号映射器（23），该导频信号映射器用于将通过所述导频信号滤波部（22-i）控制其波形的所述导频信号映射到所述划分频带，

所述数据信号频带划分器（14）、所述数据信号滤波部（15-i）、所述

导频信号频带划分器（21）和所述导频信号滤波部（22-i）构成所述波形控制装置。

13. 根据权利要求 12 所述的无线电发送装置，该无线电发送装置的特征在于，所述导频信号滤波部（22-i）在将所述划分频带中连续存在的且未分配有数据信号的多个划分频带设为一个频带的状态下，共同控制所述多个划分频带中的所述导频信号的波形。

14. 根据权利要求 13 所述的无线电发送装置，该无线电发送装置的特征在于，在频域中，在连续存在的且未分配有数据信号的所述多个划分频带中的所述导频信号的波形与在具有所述数据信号的所述划分频带中的所述导频信号的波形不同。

15. 根据权利要求 11 至 14 中的任一项所述的无线电发送装置，该无线电发送装置的特征在于，在频域中进行波形控制。

16. 一种无线电接收装置，该无线电接收装置无线地接收来自无线电发送装置（1，1A）的导频信号和数据信号，所述无线电发送装置利用预定频带发送对所述数据信号进行解调处理所要使用的所述导频信号，并利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号，并且所述无线电发送装置控制通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号的波形，使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的波形，所述无线电接收装置的特征在于包括：

导频副本生成装置（57），该导频副本生成装置用于生成所述导频信号的副本；

波形控制装置（60-i），该波形控制装置用于控制由所述导频副本生成装置（57）生成的所述副本对于至少所述部分频带的波形；以及

解调装置（49 至 56，62 至 65），该解调装置基于由所述波形控制装置（60-i）控制其波形的所述副本和从所述无线电发送装置（1，1A）接收到的所述导频信号，对所述部分频带中的数据信号执行解调处理。

无线电发送方法和装置及无线电接收方法和装置

技术领域

本发明涉及一种无线电发送方法、无线电接收方法、无线电发送装置和无线电接收装置，例如，本发明涉及一种适用于下一代移动通信系统的技术，该系统采用作为一种无线电接入方式的 DFT（离散傅立叶变换）-扩展 OFDM（正交频分复用）方法。

背景技术

在下一代移动通信系统中，作为关于从移动终端（MS：移动站）到基站（BTS：基站收发信台）的上行链路的无线电接入方式所需的主要特征（必需条件），要求频率利用率高并且发送信号的 PAPR（峰均功率比）低。为了满足这些要求，已经讨论了关于单载波（SC）利用 FDMA（频分多址）（例如，参见稍后提及的非专利文献 1）。作为能满足上述要求的无线电接入方式的一种，特别关注了 DFT-扩展 OFDM 模式（例如参见稍后提及的非专利文献 2 和 3）。

DFT-扩展 OFDM 模式的一个特征是在 DFT 处理之后利用频域中的信号处理使得单载波（SC）的信号分量能够灵活地布置在该频域中。

图 10（A）和图 10（B）均表示频域中信号布置的示例。在图 10（A）和图 10（B）中，RB 是资源块的缩写，表示系统频带（系统带宽）、各个发送站（例如，MS）使用的频带的最小单位。

另外，图 10（A）例示了 RB 以局部状态布置（局部布置）在系统频带中的情况的一个示例，其中将连续的频率（副载波）捆束成一个 RB。另一方面，图 10（B）例示了 RB 以分散状态布置（分散布置）在系统频带中的情况的一个示例，其中将不连续（间隔）布置的具有相同的 RB 编号 #i（ $i=1, 2, 3, 4\cdots$ ）的副载波捆束起来，从而占用与图 10（A）中的一个 RB 相对应的频带。

因此，对于图 10 (A) 所示的局部布置和图 10 (B) 所示的分散布置中的每一个，都可按照使各个发送站使用不同 RB 的方式避免在同一单元中出现多用户干扰，这提供了高的频率利用率。而且，在图 10 (A) 所示的局部布置的情况中同时使用频率调度的情况下，如果将具有高接收质量的 RB 分配给各个发送站，则可以提高整个单元的处理量。

DFT-扩展 OFDM 模式的另一个特征是，由于单载波发送系统的原因，所以其 PAPR 低于诸如 OFDM 的多载波发送系统的 PAPR。另外，根据频域中的加窗处理，通过同时利用运算量小的波形整形滤波器（滚降滤波器），可使 PAPR 更低。

下面将详细描述 DFT-扩展 OFDM 模式。

图 11 是关于发送站 100 的发送处理系统的功能框图。

图 11 所示的该发送站 100 作为发送处理系统例如由以下部件构成：turbo 编码器 101、数据调制器 102、DFT（离散傅立叶变换器）103、副载波映射器 104、IFFT（逆快速傅立叶变换器）105、CP（循环前缀）插入部 106、导频信号生成器 107、DFT 108、副载波映射器 109、IFFT 110、CP 插入部 111、数据/导频信号复用器 112、数/模（D/A）转换器 113、RF（射频）发送器 114 和发送天线 115。此外，附图标号 121 表示接收天线，标号 122 表示控制信号解调器，其用于对通过接收天线 121 从接收站 200 接收到的控制信号进行解调，接收天线和控制信号解调器均是发送站 100 的接收处理系统的部件。

在如此构成的发送站 100 中，控制信号解调器 122 对从接收站 200 反馈并通过接收天线 121 接收到的控制信号进行解调，从而提取 RB 分配信息。将从其提取的 RB 分配信息提供给 DFT 103 并进一步提供给副载波映射器 104。例如，RB 分配信息包括所分配的 RB 的数量和 RB 编号。

另一方面，待发送给接收站 200 的数据信号首先在 turbo 编码器 101 中进行 turbo 编码（纠错编码），然后在数据调制器 102 中进行数据调制并输入到 DFT 103。

DFT 103 以与来自控制信号解调器 122 的 RB 分配信息（所分配的 RB 的数量）相对应的码元为单位执行 DFT 处理，从而将时域中的数据

信号转换成频域中的信号。例如，当取 RB 的副载波的数量为 N_C 并且取所分配的 RB 的数量为 N_{RB} 时，以 $N_C \times N_{RB}$ 个码元为单位进行 DFT 处理。

另外，副载波映射器 104 基于来自控制信号解调器 122 的 RB 分配信息将来自 DFT 103 的输出信号映射到频域中例如局部布置（参见图 10 (A)）下的副载波，IFFT 105 对频域中这样映射到副载波的信号进行 IFFT 处理，从而再次将其转换成时域中的信号。

主要出于改善抗多路干扰能力的目的，CP 插入部 106 以采样（FFT 块）为单位将循环前缀（CP）（同样称为“保护间隔”（GI））插入到来自上述 IFFT 105 的输出信号。

另一方面，对于导频信号，导频信号生成器 107 产生导频信号，DFT 108 以与一个 RB 相对应的码元为单位执行 DFT 处理。

此外，为了测量接收站 200 中的各个 RB 的无线信道质量信息（CQI：信道质量指示），副载波映射器 109 将来自 DFT 108 的输出信号映射到整个系统频带中在分散布置（参见图 10 (B)）下的副载波。

IFFT 110 对频域中的如此按照分散布置映射的信号进行 IFFT 处理，从而再次将其转换成时域中的信号，并且 CP 插入部 111 以采样为单位将 CP 插入到来自该 IFFT 110 的输出信号。

另外，数据/导频信号复用器 112 对来自 CP 插入部 106 的数据信号和来自 CP 插入部 111 的导频信号进行时分复用。经时分复用的信号（发送信号）在 D/A 转换器 113 中进行 D/A 转换，然后在 RF 发送器 114 中进行正交调制，从而从基带信号转换（上变频）成射频信号，最终通过发送天线 115 发送到接收站 200。

图 12 以时间和频率方向的矩阵形式示出了数据信号和导频信号在上述发送信号中的布置的示例。

如上所述，在图 12 中，用于数据信号的域和用于导频信号的域是时分复用的，并且用于导频信号的域布置在一个子帧的两端部处，而用于数据信号的域布置在这两端部之间。而且，均形成各个发送站使用的频带的最小单位的 RB 对于数据信号来说是局部布置的并对于导频信号来说是分散布置的。在图 12 所示的示例中，如阴影所示，基于 RB 分配信

息，将 RB2 固定分配给发送站 A 的导频信号，而将 RB1 和 RB2 分配给数据信号。

图 13 是关于接收站 200 的接收处理系统的功能框图。

图 13 所示的接收站 200 作为接收处理系统例如由以下部件构成：接收天线 201、RF 接收器 202、模/数 (A/D) 转换器 203、CP 删除部 204、路径搜索器 205、数据/导频信号解复用器 206、FFT (快速傅立叶变换器) 207 和 208、信道估计器 209、时/频内插器 210、权重因子生成器 211、频域均衡器 212、副载波解映射器 213、IDFT (逆离散傅立叶变换器) 214、数据解调器 215、turbo 解码器 216、导频信号生成器 217、DFT 218、副载波映射器 219、SIR 估计器 220、RB 分配部 221、缓冲器 222 以及有效载波判断器 223。此外，附图标号 231 表示控制信号调制器，其对包括来自 RB 分配器 221 的下一 RB 分配信息的控制信号进行调制，标号 232 表示发送天线，控制信号调制器和发送天线均是接收站 200 的发送处理系统的部件。

在如此构成的接收站 200 中，RF 接收器 202 首先将从发送站 100 发送并通过接收天线 201 接收到的射频信号转换 (下变频) 成基带信号，并且在正交解调后，由 A/D 转换器 203 对其执行 A/D 转换。

A/D 转换后的数字信号被输入到 CP 删除部 204 和路径搜索器 205。路径搜索器 205 在时域中执行接收信号与发送导频信号的副本 (下文称为“导频副本”) 之间的相关运算，从而检测各个路径的接收定时 (有效信号分量的起始点)。

CP 删除部 204 基于路径搜索器 205 检测到的关于接收定时的信息，从接收信号中删除 CP，从而提取有效信号分量。提取出的有效信号分量被输入到数据/导频信号解复用器 206，从而对经时分复用的数据信号和导频信号进行解复用。

另外，接收到的导频信号被输入到 FFT 208，在 FFT 208 处对该导频信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号，然后将其输入到信道估计器 209。还有，导频信号生成器 217 产生时域中的发送导频副本，在 DFT 218 中对该导频副本进行 DFT 处理，以从时域中的信号

转换成频域中的信号，然后通过副载波映射器 219 按照与发送站 100 的副载波布置相同的副载波布置（分散布置）对其进行映射。

信道估计器 209 针对其中导频信号以分散方式布置的副载波在频域中执行从 FFT 208 接收到的导频信号与来自副载波映射器 219 的发送导频副本之间的相关运算，从而估计无线电信道中频域的信道失真（即，获得信道估计值）。

作为第一目的，SIR 估计器 220 基于信道估计器 209 获得的信道估计值，来估计对于用于数据信号的各个 RB 的接收 SIR。作为估计方法的示例，通过使用副载波（其中针对用于数据信号的各个 RB 布置发送站 100 的目标导频信号）的信道估计值，由复数表示的信道估计值的实部的平方及其虚部的平方之和被认为是期望的信号分量 S，多个码元的方差被视为干扰信号功率 I，并且将 S 与 I 的比设为接收 SIR 估计值。

作为第二目的，SIR 估计器 220 计算要在稍后提及的权重因子生成器 211 中使用的噪声功率估计值。具体来说，通过在 RB 之间对各个数据信号 RB 干扰功率 I（其为在获得接收 SIR 估计值的过程中获得的）取平均来计算噪声功率估计值。

RB 分配器 221 基于用于数据信号的各个 RB 的接收 SIR 估计值，分配用于来自发送站 100 的下一数据信号发送的 RB。作为分配方法的示例，存在一种分配其接收 SIR 估计值超出规定阈值的 RB 的方法。

时/频内插器 210 基于通过信道估计器 209 获得的子帧中部分副载波和 FFT 块的信道估计值，在时间方向和频率方向上执行内插处理（线性内插等），从而计算子帧中全部副载波和全部 FFT 块的信道估计值。

权重因子生成器 211 产生要在稍后提及的频域均衡器 212 中使用的 MMSE（最小均方差）权重。例如，对于特定的副载波和 FFT 块，当信道估计值取为 H 并且噪声功率估计值取为 N^2 时，通过以下等式（1）给出 MMSE 权重 W，其中 H^* 表示 H 的复共轭。

$$W = \frac{H^*}{|H|^2 + N^2} \quad \dots (1)$$

另一方面，通过 FFT 207 对接收到的数据信号进行 FFT 处理，从而从时域中的信号转换成频域中的信号，然后通过频域均衡器 212 进行频

域均衡。具体来说，对于特定的副载波和 FFT 块，进行将接收到的数据信号乘以与其相对应的上述 MMSE 权重 W 的运算。

有效副载波判断器 223 基于保持在缓冲器 222 中的来自 RB 分配部 221 的 RB 分配信息，判断布置有有效数据信号的副载波（有效副载波）的位置。

副载波解映射器 213 基于有效副载波判断器 223 判断的关于有效副载波的信息，从经过频域均衡器 212 进行频域均衡之后的各个 FFT 块的接收信号中提取布置有发送站 100 的目标数据信号的 RB 的信号。

IDFT 214 对来自上述副载波解映射器 213 的频域中的数据信号执行 IDFT 处理，以转换成时域中的信号。由数据解调器 215 对该时域中的信号进行数据解调，然后通过 turbo 解码器 216 对其进行 turbo 解码（纠错解码），从而提供恢复的数据信号。

控制信号调制器 231 将 RB 分配器 221 请求的、要用于从发送站 100 进行下一数据信号发送的 RB 分配信息（其为通过 RB 分配器 221 而获得的）映射到控制信号并通过发送天线 232 将其反馈到发送站 100。

[非专利文献 1] Rui Dinis 等, “A Multiple Access Scheme for the Uplink of Broadband Wireless Systems”, IEEE Globecom 2004, December, 2004

[非专利文献 2] NTT DoCoMo, “Optimum Roll-off Factor for DFT-Spread OFDM Based SC-FDMA in Uplink” (R1-060318), 3GPP TSG-RAN WG1 Meeting #44, Denver, USA, 13-17 February, 2006

[非专利文献 3] Motorola, “Uplink Multiple Access for EUTRA” (R1-050245), 3GPP TSG RAN1 #40 bis Meeting, Beijing, China, April 4-8, 2005

[非专利文献 4] Huawei, “Improved SC-FDMA PAPR reduction by non root-raised cosine spectrum-shaping functions” (R1-051092), 3GPP TSG-RAN WG1 Meeting #42bis, San Diego, USA, 10-14 October, 2005

以上说明涉及根据 DFT-扩展 OFDM 的基本装置构造。下面将描述这样的情况，其中为了进一步减小发送信号的 PAPR，在发送站 100 中根据频域中的加窗处理进行波形整形滤波。

图 14 例示性地示出了波形整形滤波器(滚降滤波器)中的处理过程。

首先,如图 14 中的(1)和(2)所示,通过循环复制频域中的 N_{TX} 采样信号(在应用滤波器之前的信号)两端处的各个 N_{TX_EXT} 采样(参见斜线部分)产生信号 $s(n)$ 。在这种情况下,使用稍后将提及的滚降率 α 根据以下等式(2)给出 N_{TX_EXT} 。

$$N_{TX_EXT} = \left\lceil \frac{\alpha \cdot N_{TX}}{2} \right\rceil \quad \dots (2)$$

之后,将前述的信号 $s(n)$ 乘以频域中的窗函数。在使用图 14 的(3)所示的根升余弦函数作为窗函数的情况下,通过以下等式(3)、(4)和(5)给出在应用(采用)滤波器(根余弦滚降滤波器)之后的信号 $k(n)$ (参见图 14 中的(4))。

$$N_{TX^2} = N_{TX} + N_{TX_EXT} \cdot 2 \quad \dots (3)$$

$$f_n = \frac{1+\alpha}{N_{TX^2}} \cdot \left(n + \frac{1}{2} \right) - \frac{1+\alpha}{2} \quad \dots (4)$$

$$k(n) = s(n) \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha} (2 \times |f_n| - 1) \right] \right\}} \quad \dots (5)$$

$$(n=0, \dots, 2 \cdot N_{TX_EXT} - 1, N_{TX^2} - 2 \cdot N_{TX_EXT} - 1, \dots, N_{TX^2} - 1)$$

$$k(n) = s(n)$$

$$(n=2 \cdot N_{TX_EXT}, \dots, N_{TX^2} - 2 \cdot N_{TX_EXT})$$

因此,已知对于滤波器应用之后的信号 $k(n)$, 尽管随着滚降率增加,所占带宽变大,但是 PAPR 变小。

在这方面,为了减小发送信号的 PAPR,也可以使用除根升余弦函数之外的窗函数。例如,上述非专利文献 4 公开了通过采用对各个调制模式优化且不由滚降率指定的窗函数来减小 PAPR。

图 15 是关于应用了波形整形滤波器(滚降滤波器)的发送站 100 的发送处理系统的功能框图。

图 15 中所示的发送站 100 与上述参照图 11 所述的发送站 100 的不同之处在于:在 DFT 103 与用于数据信号的副载波映射器 104 之间设置有 PSF 切换部 116 和 118 以及与 RB 的总数 N_{RBall} 相对应的多个波形整形滤波器(脉冲整形滤波器) 117-1 至 117- N_{RBall} (PSF(1) 至 PSF(N_{RBall})),

在 DFT 108 与用于导频信号的副载波映射器 109 之间设置有波形整形滤波器 (PSFp) 119, 并且对于各个数据信号和导频信号, 在 DFT 处理与副载波映射处理之间进行波形整形 (除非另外特别规定, 否则其他标以与以上采用的附图标号相同的附图标号的其他部件与上述部件相同或与之相对应)。

即, 对于数据信号, 因为如上所述来自 DFT 103 的输出码元数量随所分配的 RB 的数量 N_{RB} 而改变, 所以当取 RB 的总数为 N_{RBall} 时, 准备与所分配的 RB 的数量 (1 至 N_{RBall}) 相对应的波形整形滤波器 117-1 至 117- N_{RBall} , 以基于上述 RB 分配信息同步切换 PSF 切换器 116 和 118, 从而应用合适的波形整形滤波器 117-i ($i=1$ 至 N_{RBall})。

例如, 当如图 16 的 (1) 所示在 DFT 103 中对于以 $N_C \times N_{RB}$ 个码元为单位进行了 DFT 处理的数据信号应用合适的波形整形滤波器 117-i 时, 可以获得根据滚降率 α 其占用带宽 $N_C \times N_{RB} \times (1 + \alpha)$ 比有效副载波的占用带宽 ($N_C \times N_{RB}$) 更宽 (进行了扩展) 的数据信号作为滤波器输出, 如图 16 的 (2) 所示。顺便提及, 应用波形整形滤波器 117-i 的方法是根据 RB 分配信息而唯一确定的, 并且在接收站 200 中是公知的。

在副载波映射器 104 中, 例如如图 16 的 (3) 所示, 在局部布置下对应用波形整形滤波器 117-i 之后的数据信号进行副载波映射。然而, 在该示例中, 总共 N_{RBall} 个 RB 中的 N_{RB} 个 RB 被分配为有效副载波。

另一方面, 对于导频信号, 来自 DFT 部 108 的输出码元的数量是固定的, 因此对于来自 DFT 108 的输出信号直接应用波形整形滤波器 119。例如, 当对于如图 17 的 (1) 所示在 DFT 108 中以 N_C 个码元为单位进行了 DFT 处理的信号应用波形整形滤波器 119 时, 可获得占用带宽扩展了与滚降率 α 的量相对应的、为 $N_C \times (1 + \alpha)$ 的导频信号作为滤波器输出, 如图 17 的 (2) 所示。

另外, 在副载波映射器 109 中, 例如如图 17 的 (3) 所示, 在分散布置下针对系统带宽 ($N_C \times N_{RBall} \times (1 + \alpha)$), 对应用了波形整形滤波器 119 之后的导频信号进行副载波映射。

另外, 图 18 是关于应用了波形整形滤波器的接收站 200 的接收处理

系统的功能框图。

图 18 所示的接收站 200 与以上参照图 13 所述的构造的不同之处在于：在用于产生导频副本的 DFT 218 与副载波映射器 219 之间设置有波形整形滤波器 (PSFp) 224，该波形整形滤波器 (PSFp) 224 具有与发送站 100 侧上的波形整形滤波器 119 的窗函数 (滚降率 α) 相同的窗函数，从而在频域中产生发送导频副本时执行与发送站 100 侧的波形整形滤波器 119 的波形整形相同的波形整形。而且，在这种情况下，有效副载波判断器 223 通过使用 RB 分配信息，同时考虑在发送站 100 中应用波形整形滤波器 117-i 加宽了数据信号的占用带宽的事实，来判断布置有数据信号的有效副载波的位置。标以与以上使用的附图标号相同的附图标号的部件与上述部件相同或与之相对应。

图 19 例示了图 16 所示的数据信号的副载波布置与图 17 所示的导频信号的副载波布置之间的比较。

如图 19 所示，在对于数据信号和导频信号采用的波形整形滤波器 117-i 和 119 的滚降率 α 相同而带宽不同的情况下，例如，低质量导频信号可能映射在数据信号的占用频带的两个端部附近，并且因为两个信号之间的信道失真不同，所以在接收站 200 中接收性能劣化。

即，例如，在数据信号的占用频带的右端 (较高频侧)，针对部分有效副载波映射振幅由于波形整形滤波器 119 而衰减的低质量 (S/N) 的导频信号，这会降低信道估计精度并劣化接收性能。另一方面，在数据信号的占用频带的左端 (较低频侧)，对于部分副载波，由于包括波形整形滤波器 117-i 和 119 在内的装置使得信道失真在数据信号与导频信号之间不同，这会造成对数据信号的不正确的信道补偿，并劣化数据信号的接收性能。

发明内容

考虑上述问题做出了本发明，因此本发明的目的在于，当对于具有不同占用频带的导频信号和数据信号应用波形整形滤波器时，在数据信号的占用频带的一部分中避免映射低质量的导频信号或者信道失真与所

述数据信号不同的导频信号，从而提高数据信号解调能力（信道估计精度和信道补偿精度），使得在抑制 PAPR 的同时改进数据信号接收性能。

为此，本发明的特征在于使用以下的无线电发送方法、无线电接收方法、无线电发送装置以及无线电接收装置。

(1) 根据本发明的一方面，提供了一种无线电发送方法，该无线电发送方法无线地发送数据信号和对所述数据信号进行解调处理所要使用的导频信号，所述无线电发送方法包括以下步骤：导频发送步骤，该导频发送步骤通过利用预定频带发送所述导频信号；数据发送步骤，该数据发送步骤通过利用所述预定频带的部分频带发送所述数据信号；以及波形控制步骤，该波形控制步骤对通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号进行波形整形（控制所述导频信号和所述数据信号的波形），使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的形状（波形）。

(2) 在这种情况下，也适当的是，在所述数据发送步骤中，按预定频带单位划分所述预定频带，使得在将各个划分频带设为所述部分频带的状态下发送所述数据信号，并且在所述波形控制步骤中，以所述划分频带为单位对所述数据信号和所述导频信号进行波形整形，使它们在频域中具有相同的形状（波形）。

(3) 另外，也适当的是，在所述波形控制步骤中，在将所述划分频带中连续存在的且没有数据信号的多个划分频带设为一个频带的状态下，对所述多个划分频带中的所述导频信号共同进行波形整形。

(4) 另外，根据本发明的另一方面，提供了一种无线电接收方法，该无线电接收方法无线地接收来自无线电发送装置的导频信号和数据信号，所述无线电发送装置通过利用预定频带发送对所述数据信号进行解调处理所要使用的所述导频信号，并通过利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号，而且对通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号进行波形整形，使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的形状（波形），所述无线电接收方法包括以下步骤：导频副本生成步骤，该导频副本生成步骤生成所述导频信号的副本；波

形控制步骤，该波形控制步骤对所述导频副本生成步骤中生成的所述副本在至少所述部分频带中进行波形整形（控制所述副本的波形）；以及解调步骤，该解调步骤基于在所述波形控制步骤中进行了波形整形的所述副本和从所述无线电发送装置接收到的所述导频信号，对所述部分频带中的接收到的数据信号执行解调处理。

(5) 另外，根据本发明的又一方面，提供了一种无线电发送装置，该无线电发送装置无线地发送数据信号和对所述数据信号进行解调处理所要使用的导频信号，所述无线电发送装置包括：导频发送装置，该导频发送装置用于通过利用预定频带发送所述导频信号；数据发送装置，该数据发送装置用于通过利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号；以及波形控制装置，该波形控制装置用于对通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号进行波形整形（控制所述导频信号和所述数据信号的波形），使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的形状（波形）。

(6) 在这种情况下，也适当的是，所述数据发送装置包括：数据信号频带划分部，该数据信号频带划分部用于在与通过以预定频带单位划分所述预定频带得到的划分频带相关联的状态下划分所述数据信号；数据信号滤波部，该数据信号滤波部用于以通过所述数据信号频带划分部划分而得到的数据信号为单位对所述数据信号进行波形整形；以及数据信号映射器，该数据信号映射器用于将通过所述数据信号滤波部进行了波形整形之后的数据信号映射到形成所述部分频带的划分频带，并且所述导频发送装置包括：导频信号频带划分部，该导频信号频带划分部用于以划分频带单位划分所述导频信号；导频信号滤波部，该导频信号滤波部用于以通过所述导频信号频带划分部划分而得到的导频信号为单位对所述导频信号进行波形整形，从而在频域中产生相同的波形；以及导频信号映射器，该导频信号映射器用于将通过所述导频信号滤波部进行了波形整形之后的导频信号映射到划分频带，所述数据信号频带划分部、所述数据信号滤波部、所述导频信号频带划分部和所述导频信号滤波部构成所述波形控制装置。

(7) 另外, 也适当的是, 所述导频信号滤波部用于在所述划分频带中连续存在的且没有数据信号的多个划分频带设为一个频带的状态下, 对所述多个划分频带中的所述导频信号共同进行波形整形。

(8) 另外, 也可接受的是, 在频域中, 在连续存在且没有数据信号的所述多个划分频带中的所述导频信号的形状与在具有所述数据信号的划分频带中的所述导频信号的形状不同。

(9) 另外, 优选的是, 在频域中进行所述波形整形。

(10) 另外, 根据本发明的再一方面, 提供了一种无线电接收装置, 该无线电接收装置无线地接收来自无线电发送装置的导频信号和数据信号, 所述无线电发送装置通过利用预定频带发送对所述数据信号进行解调处理所要使用的所述导频信号, 并通过利用所述预定频带中的部分频带发送所述数据信号, 而且对通过利用至少所述部分频带发送的所述导频信号和所述数据信号进行波形整形, 使得所述导频信号和所述数据信号在频域中具有相同的形状, 所述无线电接收装置包括: 导频副本生成装置, 该导频副本生成装置用于生成所述导频信号的副本; 波形控制装置, 该波形控制装置用于对由所述导频副本生成装置生成的所述副本针对至少所述部分频带进行波形整形; 以及解调装置, 该解调装置基于由所述波形控制装置进行了波形整形的所述副本和从所述无线电发送装置接收到的所述导频信号, 对所述部分频带中的接收到的数据信号执行解调处理。

上述的本发明能提供以下效果和优点中的至少一个:

(1) 在通过利用用于发送导频信号的频带的部分频带发送数据信号的情况下, 对通过利用至少所述部分频带发送的导频信号(接收侧上的副本)和数据信号进行波形整形以使它们在频域中具有相同的形状, 从而映射对于数据信号的全部有效频率其振幅都不会由于波形整形而衰减的导频信号或信道失真都与数据信号相同的导频信号。这能够在抑制发送信号的 PAPR 的同时提高接收侧上对数据信号的解调处理能力(信道估计精度和信道补偿精度), 从而改善接收性能。

(2) 另外, 因为不使用不含有效数据信号的频率分量的导频信号(导

频副本)用于数据信号的解调,所以多个划分频带也能作为一个频带共同进行波形整形,这样使得能够进行灵活的变型,例如为了便于除数据信号解调之外的其他应用,以与数据信号的频带单位不同的频带单位来波形整形成频域中的不同形状。

(3)另外,在频域中进行对上述部分频带中的数据信号和导频信号的波形整形,这使得能够针对任意频带容易地实现波形整形。

附图说明

图1是关于在作为根据本发明实施例的无线电通信系统的采用作为一种单载波发送模式的DFT-扩展OFDM的系统中的发送站的构造的功能框图;

图2是用于说明对于图1所示的发送站中的数据信号应用波形整形滤波器的方法以及副载波映射(局部布置)的图;

图3是用于说明对于图1所示的发送站中的导频信号应用波形整形滤波器的方法以及副载波映射(分散布置)的图;

图4是关于图1所示的系统的接收站的构造的功能框图;

图5是例示图2所示的数据信号的副载波布置与图3所示的导频信号的副载波布置之间的比较的图;

图6是表示图1所示的发送站的变型的功能框图;

图7是用于说明对于图6所示的发送站中的导频信号应用波形整形滤波器的方法以及副载波映射(分散布置)的图;

图8是表示图4所示的发送站的变型的功能框图;

图9是例示图2所示的数据信号的副载波布置与图7所示的导频信号的副载波布置之间的比较的图;

图10(A)和10(B)各自表示频域中的信号布置方法(局部布置或分散布置);

图11是关于现有移动通信系统中发送站的发送处理系统的功能框图;

图12是例示图11所示的发送站中的发送信号的数据信号和导频信

号随时间和频率的布置的示例的图；

图 13 是关于现有移动通信系统中接收站的接收处理系统的功能框图；

图 14 是用于说明要在图 11 所示的发送站和图 13 所示的接收站中使用的波形整形滤波器中的处理过程的图；

图 15 是表示在图 11 所示的发送站中应用波形整形滤波器的情况下的构造示例的功能框图；

图 16 是用于说明对于图 15 所示的发送站中的数据信号应用波形整形滤波器的方法以及副载波映射（局部布置）的图；

图 17 是用于说明对于图 15 所示的发送站中的导频信号应用波形整形滤波器的方法以及副载波映射（分散布置）的图；

图 18 是表示在图 13 所示的接收站中应用波形整形滤波器的情况下的构造示例的功能框图；并且

图 19 是例示图 16 所示的数据信号的副载波布置与图 17 所示的导频信号的副载波布置之间的比较的图。

具体实施方式

[A]对实施例的描述

图 1 和图 4 是表示作为根据本发明实施例的无线电通信系统的采用作为一种单载波发送模式的 DFT-扩展 OFDM 的系统的构造的功能框图，图 1 是关于发送站（无线电发送装置）1 的构造的功能框图，而图 4 是关于接收站（无线电接收装置）4 的构造的功能框图。如以上参照图 10(A)、图 10(B) 和图 12 所述，本实施例也基于 FDMA 通信模式，其中以固定频带（RB）划分系统频带，并以数量任意设置的频带为单位发送数据信号，而在整个系统频带中以分散布置方式发送导频信号。顺便提及，在图 1 和图 4 中，在发送站 1 与接收站 4 之间进行点对点通信。

(A1) 对发送站 1 的描述

首先，如图 1 所示，发送站 1 作为发送处理系统例如包括：turbo 编码器 11、数据调制器 12、DFT 13、RB 划分器 14、多个 (N_{RBall} 个) 波形

整形滤波器 15-1 至 15- N_{RBall} (PSFp (1) 至 PSFp (N_{RBall}))、副载波映射器 16、IFFT 17、CP 插入部 18、导频信号生成器 19、DFT 20、RB 划分器 21、多个 (总共 N_{RBall} 个 RB) 波形整形滤波器 (滚降滤波器) 22-1 至 22- N_{RBall} (PSFp (1) 至 PSFp (N_{RBall}))、副载波映射器 23、IFFT 24、CP 插入部 25、数据/导频信号复用器 26、数/模 (D/A) 转换器 27、RF 发送器 28 以及发送天线 29。另外在本实施例中, 附图标号 30 表示接收天线, 标号 31 表示控制信号解调器, 接收天线和控制信号解调器均是发送站 1 的接收处理系统的部件。

在该构造中, 控制信号解调器 31 对从接收站 4 反馈的并通过接收天线 30 接收到的控制信号进行解调, 从而提取 RB 分配信息。将从控制信号中提取的 RB 分配信息提供给 DFT 13、RB 划分器 14 以及副载波映射器 16。另外在本实施例中, RB 分配信息包括所分配的 RB 的数量和 RB 编号。

另外, turbo 编码器 11 用于对要发送给接收站 4 的数据信号进行 turbo 编码 (纠错编码), 数据调制器 12 用于对经 turbo 编码的数据信号进行调制, DFT 103 以与来自控制信号解调器 31 的 RB 分配信息 (所分配的 RB 的数量) 相对应的码元为单位执行 DFT 处理, 以将时域中的数据信号转换成频域中的信号。而且在本实施例中, 当取 RB 的副载波的数量为 N_C 并取所分配的 RB 数量为 N_{RB} 时, 以 $N_C \times N_{\text{RB}}$ 个码元为单位进行 DFT 处理。

RB 划分器 (数据信号频带划分器) 14 用于将来自 DFT 部 13 的输出数据信号划分为 RB 单位, 以将它们输入到波形整形滤波器 15-i ($i=1$ 至 N_{RBall})。在这种情况下, 将带有作为数据信号发送的指示对象的 RB 编号的数据信号输入到波形整形滤波器 15-i。

波形整形滤波器 15-i 是数量上与 RB 的总数 N_{RBall} 相对应的同一类型的滤波器, 并且如以上参照图 14 和图 16 所述, 它们被设计成在频域中执行波形整形 (加窗处理), 从而实现以 RB 为单位对数据信号进行波形整形。即, 波形整形滤波器 15-i 各自起到数据信号滤波部的作用, 从而通过以 RB 划分器 14 获得的经划分的数据信号为单位应用滚降率为 α 的

滤波器来进行波形整形。

副载波映射器（数据信号映射器）16用于基于来自控制信号解调器31的上述RB分配信息将通过波形整形滤波器15-i进行波形整形之后的输出信号映射到频域中例如在局部布置下的副载波（形成系统带的部分频带的以RB为单位的划分频带），并且IFFT 17对频域中这样映射成副载波的信号进行IFFT处理，从而将其重新转换成时域中的信号。

CP插入部18用于以采样（FFT块）为单位将循环前缀（CP）（保护间隔（GI））插入来自上述IFFT 17的输出信号。

导频信号生成器19用于产生用以对接收站4中的接收数据信号进行信道补偿的导频信号，DFT 20用于与一个RB相对应的码元为单位对导频信号执行DFT处理，从而将其转换成频域中的信号。

RB划分器（导频信号频带划分器）21用于以RB的总数（ N_{RBall} ）来划分通过上述DFT 20进行DFT处理之后的导频信号，波形整形滤波器22-i是数量上与RB的总数 N_{RBall} 相对应的同一类型的滤波器，其具有与关于数据信号的波形整形滤波器15-i的滤波性能相同的滤波性能。因此，各个导频信号在通过RB划分器21划分成RB单位后经历与在频域中对数据信号的波形整形（加窗处理）相同的波形整形。即，波形整形滤波器22-i起到导频信号滤波部的作用，从而通过以由RB划分器21划分获得的导频信号为单位采用滚降率为 α 的波形整形滤波器实现波形整形。

为了测量接收站4中的各个RB的无线信道质量信息（CQI），副载波映射器（导频信号映射器）23用于将来自各个波形整形滤波器22-i的输出信号映射到整个系统频带中在分散布置下的副载波，IFFT 24对频域中这样在分散布置下映射的信号进行IFFT处理，从而将其重新转换成时域中的信号，CP插入部25用于以采样为单位将CP插入到来自该IFFT 24的输出信号。

数据/导频信号复用器26用于在来自CP插入部18的数据信号与来自CP插入部25的导频信号之间进行时分复用，D/A转换器27对经时分复用的信号进行D/A转换，RF发送器28对经D/A转换的发送信号进行

正交调制而从基带信号转换（上变频）成射频信号，并通过发送天线 29 将上变频后的发送信号发送到接收站 4。

即，由上述导频信号生成器 19、DFT 20、RB 划分器 21、波形整形滤波器 22-i、副载波映射器 23、IFFT 24、CP 插入部 25、数据/导频信号复用器 26、D/A 转换器 27 以及 RF 发送器 28 构成的块起到导频发送装置的作用，用以通过使用预定的频带（系统频带）发送导频信号；而由上述 turbo 编码器 11、数据调制器 12、DFT 13、RB 划分器 14、波形整形滤波器 15-i、副载波映射器 16、IFFT 17、CP 插入部 18、数据/导频信号复用器 26、D/A 转换器 27 以及 RF 发送器 28 构成的块起到数据信号发送装置的作用，用以通过使用系统频带的部分频带来发送数据信号。

另外，由上述 RB 划分器 14、波形整形滤波器 15-i、副载波映射器 16、RB 划分器 21、波形整形滤波器 22-i 以及副载波映射器 23 构成的块起到波形控制装置的作用，用以通过使用具有相同滚降率 α 的滤波器，对通过使用至少上述部分频带发送的导频信号和数据信号进行波形整形以使得它们在频域中具有相同形状。在以下描述中，“相同滚降率 α ”不要求严格一致，而是不仅允许误差范围内的差异，而且还允许稍后要描述的对数据信号解调处理能力（信道估计精度和信道补偿精度）没有影响的范围内的差异。

下面将描述根据本实施例如此构成的发送站 1 的操作。首先，控制信号解调器 31 对从接收站 4 反馈的并通过接收天线 30 接收到的控制信号进行解调，以提取 RB 分配信息。将提取出的 RB 分配信息提供给 DFT 13、RB 划分器 14 以及副载波映射器 16 中的每一个。

另一方面，在 turbo 编码器 11 中对要发送的数据信号进行 turbo 编码（纠错编码），并且在通过数据调制器 12 进行数据调制之后，在 DFT 13 中以与来自控制信号解调器 31 的 RB 分配信息（所分配的 RB 的数量）相对应的码元为单位执行 DFT 处理，从而将时域中的信号转换成频域中的信号。具体地说，例如，当 RB 的副载波的数量取为 N_C 并且所分配的 RB 的数量取为 N_{RB} 时，以 $N_C \times N_{RB}$ 个码元为单位进行 DFT 处理。

通过 RB 划分器 14 将 DFT 处理之后的数据信号(参见图 2 中的(1))

分成频率轴上的 RB 单位（参见图 2 中的（2）），并根据上述 RB 分配信息将带有作为数据信号发送指示的对象的 RB 编号的数据信号输入到对应的波形整形滤波器 15-i。

每个波形整形滤波器 15-i 如以上参照图 14 和图 16 所述，通过使用具有相同滚降率 α 的窗函数，对通过以 RB 为单位进行划分而得到的输入数据信号执行波形整形（波形控制步骤）。因此，例如，如图 2 的（3）所示，可以获得根据滚降率 α 其占用带宽 $N_C \times (1 + \alpha)$ 比应用（采用）滤波器之前的数据信号的占用带宽 N_C 更宽（扩展）的数据信号作为滤波器输出。

另外，例如，如图 2 的（4）所示，在副载波映射器 16 中，基于来自控制信号解调器 31 的上述 RB 分配信息，在系统带宽为 $N_C \times N_{RBall} \times (1 + \alpha)$ 的频域中将波形整形之后的各个数据信号映射到局部布置下的 N_C 个副载波（有效副载波）。

在 IFFT 17 中对这样映射成副载波的数据信号进行 IFFT 处理，从而再次转换成时域中的信号，并且在 CP 插入部 18 中以采样（FFT 块）为单位向其插入 CP（GI）之后，将数据信号输入到数据/导频信号复用器 26。

另一方面，在 DFT 20 中以与一个 RB 相对应的码元（ N_C ）为单位对导频信号生成器 19 产生的导频信号执行 DFT 处理，从而将其转换成频域中的信号（参见图 3 中的（1）），然后在 RB 划分器 21 中以 RB 的总数（ N_{RBall} ）对其进行划分（参见图 3 中的（2）），并且将所划分的导频信号分别输入至波形整形滤波器 22-i。

每个波形整形滤波器 22-i 以与波形整形滤波器 15-i 对数据信号的滚降率相同的滚降率 α 对导频信号执行波形整形（波形控制步骤）。从而，对于通过分成 RB 单位而获得的各个导频信号进行与对于数据信号的波形整形相同的波形整形。因此，例如如图 3 的（3）所示，可以获得根据滚降率 α 其占用带宽 $(N_C/N_{RBall}) \times (1 + \alpha)$ 比应用滤波器之前的导频信号的占用带宽 N_C/N_{RBall} 更宽的数据信号作为滤波器输出。

例如如图 3 的（4）所示，通过副载波映射器 23，在整个系统带宽

$N_C \times N_{RB_{all}} \times (1 + \alpha)$ 中将以 RB 为单位进行波形整形之后的各个导频信号（每个导频信号的占用带宽 = $N_C \times (1 + \alpha)$ ）映射成分散布置下的副载波。

然后在 IFFT 24 中对这样映射成分散布置下的副载波的导频信号进行 IFFT 处理，以将其再次转换成时域中的信号，并且在通过 CP 插入部 25 中以采样为单位向其插入 CP 之后，将导频信号输入到数据/导频信号复用器 26。

数据/导频信号复用器 26 对来自 CP 插入部 18 的数据信号和来自 CP 插入部 25 的导频信号进行时分复用，并且通过 D/A 转换器 27 对经时分复用的信号进行 D/A 转换，通过 RF 发送器 28 对其进行正交调制而从基带信号转换（上变频）成射频信号，然后通过发送天线 29 将其发送到接收站 4。

即，在发送站 1 中，通过使用预定的频带发送导频信号（导频发送步骤），通过使用该频带的部分频带发送数据信号（数据信号发送步骤），并且使用具有相同滚降率 α 的滤波器对通过使用至少部分频带发送的导频信号和数据信号进行波形整形，以使它们在频域中具有相同形状。

（A2）对接收站 4 的描述

另一方面，例如，如图 4 所示，接收站 4 作为接收处理系统包括：接收天线 41、RF 接收器 42、模/数（A/D）转换器 43、CP 删除部 44、路径搜索器 45、数据/导频信号解复用器 46、FFT 47 和 48、信道估计器 49、时/频内插器 50、权重因子生成器 51、频域均衡器 52、副载波解映射器 53、IDFT 54、数据解调器 55、turbo 解码器 56、导频信号生成器 57、DFT 58、RB 划分器 59、多个（ $N_{RB_{all}}$ 个）波形整形滤波器（滚降滤波器）60-1 至 60- $N_{RB_{all}}$ （PSFp（1）至 PSFp（ $N_{RB_{all}}$ ））、副载波映射器 61、SIR 估计器 62、RB 分配器 63、缓冲器 64 以及有效副载波判断器 65。此外，附图标号 71 表示控制信号调制器，标号 72 表示发送天线，控制信号调制器和发送天线均是接收站 4 的发送处理系统的部件。

在该构造中，RF 接收器 42 用于将从发送站 1 发送的并通过接收天线 41 接收到的射频信号转换（下变频）成基带信号用于进行正交解调，

A/D 转换器 43 用于对来自 RF 接收器 42 的接收到的基带信号进行 A/D 转换，并且路径搜索器 45 用于在时域中对执行来自 A/D 转换器 43 的输出信号与发送导频副本之间的相关运算，用以检测各个路径的接收定时（有效信号分量的起始点）。

CP 删除部 44 基于上述路径搜索器 45 检测到的接收定时信息，从接收信号中删除 CP，从而提取有效信号分量，而数据/导频信号解复用器 46 将来自 CP 删除部 44 的有效信号分量解复用成曾处于时分复用状态下的数据信号和导频信号，并将数据信号输入到 FFT 47，而将导频信号输入到 FFT 48。

FFT 47 用于对来自数据/导频信号解复用器 46 的数据信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号，FFT 48 对来自数据/导频信号解复用器 46 的导频信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号。

导频信号生成器 57 用于产生时域中的发送导频副本，DFT 58 用于对该导频副本进行 DFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号，RB 划分器 59 与发送站 1 侧的类似，用于以 RB 的总数 (N_{RBall}) 划分 DFT 处理之后的导频信号，并将经划分的信号分别输入到波形整形滤波器 60-i。

各个波形整形滤波器（波形控制装置）60-i 等同于发送站 1 中的波形整形滤波器 22-i，并用于对在频域中通过 RB 划分器 59 划分成 RB 单位而得到的导频副本（即，发送数据信号所利用的划分频带）执行与发送站 1 侧上的波形整形相同的波形整形（加窗处理）。

副载波映射器 61 用于将通过各个波形整形滤波器 60-i 进行波形整形之后的导频副本映射到与发送站 1 侧的副载波布置相同的副载波布置（分散布置）下的副载波。

信道估计器 49 执行来自 FFT 部 48 的接收到的导频信号与来自副载波映射器 61 的导频副本之间的相关运算，从而估计无线信道中频域的信道失真（即，获得信道估计值）。

SIR 估计器 62 基于信道估计器 49 获得的信道估计值，对于用于数

据信号的各个 RB 估计接收 SIR，并进一步计算要在稍后提及的权重因子生成器 51 中使用的噪声功率估计值。另外在本实施例中，作为前一 SIR 估计方法的示例，通过使用副载波（其中针对用于数据信号的各个 RB 布置发送站 1 的目标导频信号）的信道估计值，由复数表示的信道估计值的实部的平方与其虚部的平方之和被认为是期望的信号分量 S ，多个码元的方差被视为干扰信号功率 I ，并将 S 与 I 的比设为接收 SIR 估计值。此外，可通过在 RB 之间对用于数据信号的各个 RB 的干扰功率 I （其为在获取接收 SIR 估计值的过程中获得的）取平均来计算后者的噪声功率估计值。

RB 分配器 63 用于通过使用用于数据信号的各个 RB 的接收 SIR 估计值，来分配用于从发送站 1 发送下一数据信号的 RB，而且在本实施例中，作为分配方法，可以采用分配其接收 SIR 估计值超出规定阈值的 RB 的方法，或者采用其他方法。

时/频内插器 50 用于通过使用信道估计器 49 获得的子帧中的部分副载波和 FFT 块的信道估计值，在时间方向和频率方向上执行内插处理（线性内插等），从而计算子帧中全部副载波和全部 FFT 块的信道估计值。

权重因子生成器 51 用于计算作为要在稍后提及的频域均衡器 52 的频域均衡（信道补偿）中使用的权重因子的 MMSE 权重。例如，对于特定的副载波和 FFT 块，当信道估计值取为 H 并且噪声功率估计值取为 N^2 时，通过上述等式（1）给出 MMSE 权重 W 。

另一方面，用于接收到的信号的 FFT 47 对来自数据/导频信号解复用器 46 的数据信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号，并且频域均衡器 52 通过使用权重因子生成器 51 产生的权重因子（MMSE 权重），对经过 FFT 处理之后的数据信号进行频域均衡（信道补偿）。具体来说，对于特定的副载波和 FFT 块，通过将接收到的数据信号乘以与其相对应的上述 MMSE 权重来进行信道补偿。

有效副载波判断器 65 通过使用保持在缓冲器 64 中的来自 RB 分配器 63 的 RB 分配信息，判断布置有数据信号的有效副载波的位置，副载波解映射器 53 基于通过有效副载波判断器 65 判断的关于有效副载波的

信息,从通过频域均衡器 52 进行频域均衡之后的各个 FFT 块的接收信号中提取布置有发送站 1 的目标数据信号的 RB 的信号。然而,要考虑到如上参照图 2 所述的通过在发送站 1 中应用(采用)波形整形滤波器 15-i 加宽了数据信号的占用带宽的事实,来判断布置有数据信号的有效副载波的位置。

IDFT 54 用于对来自上述副载波解映射器 53 的频域中的数据信号执行 IDFT 处理,以转换成时域中的信号,数据解调器 55 用于对时域中的该数据信号进行解调,并且 turbo 解码器 56 用于对解调后的数据信号进行 turbo 解码(纠错解码)。

即,由上述信道估计器 49、时/频内插器 50、权重因子生成器 51、频域均衡器 52、副载波解映射器 53、IDFT 54、数据解调器 55、turbo 解码器 56、SIR 估计器 62、RB 分配器 63、缓冲器 64 以及有效副载波判断器 65 构成的块起到解调装置的作用,用于基于在上述波形整形之后的导频副本和接收到的导频信号,对按照 RB 单位的划分频带中的数据信号进行解调处理。

控制信号解调器 71 用于将由 RB 分配器 63 获得的用于从发送站 1 发送下一数据信号的 RB 分配信息映射成控制信号,通过发送天线 72 将该控制信号反馈至发送站 1。

下面将描述根据本实施例如此构成的接收站 4 的操作。通过接收天线 41 接收从发送站 1 发送的射频信号,并在 RF 接收器 42 中将其转换(下变频)成基带信号以进行正交解调,并且在 A/D 转换器 43 进行 A/D 转换之后,将其输入到 CP 删除部 44 和路径搜索器 45。

路径搜索器 45 在时域中执行来自 A/D 转换器 43 的信号与发送导频副本之间的相关运算,用以检测各个路径的接收定时(有效信号分量的起始点)。

CP 删除部 44 基于路径搜索器 45 检测到的接收定时信息,从接收信号中删除 CP,以提取有效信号分量。在数据/导频信号解复用器 46 中,将提取出的有效信号分量解复用成曾处于时分复用状态下的数据信号和导频信号,并将数据信号输入到 FFT 47,而将导频信号输入到 FFT 48。

FFT 47 对来自数据/导频信号解复用器 46 的数据信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号，同样 FFT 48 对来自数据/导频信号解复用器 46 的导频信号进行 FFT 处理，以从时域中的信号转换成频域中的信号。

同时，导频信号生成器 57 产生时域中的发送导频副本（导频副本生成步骤），在 DFT 58 中对该导频副本进行 DFT 处理以从时域中的信号转换成频域中的信号，并且与发送站 1 侧类似，在 RB 划分器 59 中以 RB 的总数 (N_{RBall}) 对该信号进行划分，并将经划分的信号分别输入到波形整形滤波器 60-i。

波形整形滤波器 60-i 通过使用滚降率 α 与发送站 1 中的波形整形滤波器 22-i 的滚降率 α 相同的窗函数，分别对通过 RB 划分器 59 以 RB 单位进行划分而得到的导频副本执行与发送站 1 侧上的波形整形相同的波形整形（波形控制步骤）。

进行波形整形后的导频副本用于以下的数据信号解调处理（解调步骤）。即，在副载波映射器 61 中将导频副本映射到与发送站 1 侧的副载波布置相同的副载波布置（分散布置）下的副载波，然后将其输入到信道估计器 49。

信道估计器 49 在频域中执行来自 FFT 48 的接收到的导频信号与来自副载波映射器 61 的导频副本之间的相关运算，从而估计无线信道中频域的信道失真（即，获得信道估计值）。

将获得的信道估计值输入到时/频内插器 50 和 SIR 估计器 62。基于该信道估计值，SIR 估计器 62 估计对于用于数据信号的各个 RB 的接收 SIR，并计算要在权重因子生成器 51 中使用的噪声功率估计值，将接收 SIR 估计值输入到 RB 分配器 63，并将噪声功率估计值输入到权重因子生成器 51。

RB 分配器 63 通过使用来自 SIR 估计器 62 的用于数据信号的各个 RB 的接收 SIR 估计值，分配要用于从发送站 1 发送下一数据信号的 RB。时/频内插器 50 基于由信道估计器 49 获得的子帧中的部分副载波和 FFT 块的信道估计值，在时间方向和频率方向上执行内插处理（线性内插等），

从而计算子帧中全部副载波和全部 FFT 块的信道估计值。

权重因子生成器 51 用于根据例如上述等式 (1) 计算作为要在频域均衡器 52 的频域均衡 (信道补偿) 中使用的权重因子的 MMSE 权重 W , 并将 MMSE 权重 W 输出到频域均衡器 52。

频域均衡器 52 通过使用权重因子生成器 51 产生的权重因子 (MMSE 权重) W , 对在 FFT 47 中进行 FFT 处理的接收数据信号进行频域均衡 (信道补偿)。

此外, 有效副载波判断器 65 通过使用保持在缓冲器 64 中的来自 RB 分配部 63 的当前 RB 分配信息, 判断布置有数据信号的有效副载波的位置, 并将该有效副载波信息输出到副载波解映射器 53。

副载波解映射器 53 基于有效副载波判断器 65 判断的关于有效副载波的信息, 从通过频域均衡器 52 进行频域均衡之后的各个 FFT 块的接收信号中提取布置有发送站 1 的目标数据信号的 RB 的信号。

在 IDFT 54 中对由副载波解映射器 53 提取的数据信号执行 IDFT 处理, 以从频域中的信号转换成时域中的信号, 然后在数据解调器 55 中对其进行数据解调, 并在 turbo 解码器 56 中进行 turbo 解码 (纠错解码), 从而恢复从发送站 1 发送的数据信号。

即, 在接收站 4 中, 生成从发送站 1 发送的导频信号的副本 (导频副本生成步骤), 并通过使用滚降率为 α 的波形整形滤波器 60-i 在系统频带的至少部分频带 (划分频带) 中对所生成的导频副本进行波形整形 (波形控制步骤), 并基于经波形整形的导频副本和从发送站 1 接收的导频信号对在上述部分频带中的接收数据信号进行解调处理 (解调步骤)。

通过控制信号调制器 71 将由 RB 分配器 63 分配的关于 RB 的分配信息 (其要用于从发送站 1 发送下一数据信号) 映射到对于发送站 1 的控制信号, 然后通过发送天线 72 反馈至发送站 1。

图 5 是例示图 2 所示的数据信号的副载波布置与图 3 所示的导频信号的副载波布置之间的比较的图。

如图 5 所示, 在本示例中, 即使在副载波映射方法或 DFT 输出采样数不同的情况下, 对于系统频带的部分频带 (RB 单位的划分频带) 中的

以相同的频带 (RB) 为单位的数据信号和导频信号应用具有相同滚降率 α 的波形整形滤波器 15-i 和 22-i。因此,对于数据信号的全部有效副载波,映射振幅不会由于波形整形滤波器 15-i 而衰减的高质量 (S/N) 导频信号,这提高了信道估计器 49 的信道估计精度。而且,由于包括波形整形滤波器 15-i 和 22-i 在内的装置而造成的信道失真在数据信号与导频信号之间变为相同,这提高了频域均衡器 52 中的信道补偿的精度。

即,可以与 RB 分配变化无关地在抑制发送信号的 PAPR 的同时增强解调处理能力,从而改善接收性能。

而且,在本实施例中,因为在频域中对按 RB 单位 (部分频带) 的数据信号和导频信号进行波形整形,所以可容易地实现对任意频带的波形整形。

[B]对变型例的描述

图 6 是表示以上参照图 1 所述的发送站的变型的功能框图,图 8 是表示以上参照图 4 所述的接收站的变型的功能框图。图 6 所示的发送站 (无线电发送装置) 1A 与图 1 所示的发送站 1 的不同之处在于,在关于导频信号的 RB 划分器 21 与副载波映射器 23 之间另外设置有 PSF 切换器 32、34 以及多个 (N_{RBall} 个) 波形整形滤波器 33-1 至 33- N_{RBall} (PSFq (1) 至 PSFq (N_{RBall}))。另外,图 8 所示的接收站 4A 与图 4 所示的接收站 4 的不同之处在于,与发送站 1A 侧相同,在关于导频副本的 RB 划分器 59 与副载波映射器 61 之间另外设置有 PSF 切换器 66、68 以及多个 (N_{RBall} 个) 波形整形滤波器 67-1 至 67- N_{RBall} (PSFq (1) 至 PSFq (N_{RBall}))。除非另外特别规定,否则标以与上述使用的附图标号相同的附图标号的其他部件与上述部件相同或与之相对应。

在该构造中,在发送站 1A 中,PSF 切换器 32 基于来自控制信号解调器 31 的 RB 分配信息进行输入/输出的切换,使得可将通过在 RB 划分器 21 中以 RB 的总数 (N_{RBall}) 划分导频信号而获得的经划分导频信号中的任意 (任一个) RB 的导频信号输入到任意 (任一个) 波形整形滤波器 33-i ($i=1$ 至 N_{RBall})。在该变型中,基于上述 RB 分配信息将与未分配有效数据信号的 RB (划分频带) 相对应的导频信号输入到一个波形整形滤

波器 33-i, 因此, 将频域中与彼此相邻 (连续存在) 的两个或更多个 RB 相对应的导频信号在连续存在的频带 (即, 作为一个频带) 中共同进行波形整形。

波形整形滤波器 33-i 分别处理系统频带中的不同频带, 并被设计成例如在将数据信号的 RB 的占用带宽设为最小单位的情况下, 通过使用滚降率 α 相同的窗函数, 对于频域中的按照该单位的彼此相邻的不同频带的信号共同进行波形整形。

PSF 切换器 34 基于上述 RB 分配信息与 PSF 切换器 32 同步地进行输入/输出的切换, 从而在通过各个波形整形滤波器 33-i 进行波形整形之后将导频信号输出至副载波映射器 23。

即, 在根据本变型的发送站 1A 中, 在 RB 划分器 21 中以 RB 的总数 (N_{RBall}) 对经 DFT 20 进行 DFT 处理的导频信号进行划分之后, 以划分为单位对于与基于上述 RB 分配信息向其分配了有效数据信号的 RB 相对应的导频信号应用波形整形滤波器 22-i, 而按照 PSF 切换器 32 和 34 彼此同步地进行切换操作的方式, 对于未向其分配有效数据信号的彼此相邻的两个或更多个 RB 的导频信号应用适当的波形整形滤波器 33-i, 从而在连续存在的频带中能够共同应用滚降率 α 相同的滤波器 33-i。

因此, 例如, 将如图 7 的 (1) 所示的以副载波数量= N_C 为码元单位的经 DFT 处理的导频信号划分为例如如图 7 的 (2) 所示的 RB 单位#1、#2、#3、#4, 并且在存在与 RB#1 和 RB#2 的导频信号相对应的有效数据信号而不存在与 RB#3 和 RB#4 的导频信号相对应的有效数据信号的情况下, 与上述实施例相同, 对于 RB#1 和 RB#2 的导频信号应用波形整形滤波器 22-i, 使得如图 7 的 (3) 所示获得占用带宽 $(N_C/N_{\text{RBall}}) \times (1+\alpha)$ 均比应用滤波器之前的导频信号的占用带宽 (N_C/N_{RBall}) 更宽的导频信号作为滤波器输出, 并且在副载波映射器 23 中针对系统带宽 $N_C \times N_{\text{RBall}} \times (1+\alpha)$ 的占用带宽 $N_C \times (1+\alpha)$ 在分散布置下进行副载波映射, 如图 7 的 (4) 所示 (参见箭头 300 和 400)。

另一方面, 通过 PSF 切换器 32 将 RB#3 和 RB#4 的导频信号输入到与 RB#3 和 RB#4 的这两个导频信号的总占用带宽 $N_C \times (N_{\text{RBall}} - N_{\text{RB}}) / N_{\text{RBall}}$

相对应的波形整形滤波器 33-i, 并且对于该带宽共同进行波形整形。因此, 例如如图 7 的 (3) 所示, 获得占用带宽 $\{N_C \times (N_{RBall} - N_{RB}) / N_{RBall}\} \times (1 + \alpha)$ 比应用滤波器之前的导频信号的占用带宽 $N_C \times (N_{RBall} - N_{RB}) / N_{RBall}$ 更宽的导频信号作为滤波器输出 (参见箭头 500), 并且如图 7 的 (4) 所示, 在副载波映射器 23 中针对系统带宽 $N_C \times N_{RBall} \times (1 + \alpha)$ 的占用带宽 $\{N_C \times (N_{RBall} - N_{RB}) / N_{RBall}\} \times (1 + \alpha)$ 在分散布置下进行副载波映射 (参见箭头 600)。

同时, 在图 8 所示的接收站 (无线电接收装置) 4A 中, PSF 切换器 66 基于来自缓冲器 64 的当前 RB 分配信息进行输入/输出的切换, 使得可将通过在 RB 划分器 59 中以 RB 的总数 (N_{RBall}) 对导频副本进行划分而获得的经划分的导频副本中的任意 (任一个) RB 的导频副本输入到任意 (任一个) 波形整形滤波器 67-i。在该变型中, 基于上述 RB 分配信息将与未分配有效数据信号的 RB 相对应的导频副本输入到一个波形整形滤波器 67-i, 因此, 将与频域中彼此相邻的两个或更多个 RB 相对应的导频副本在连续存在的频带中共同进行波形整形。

波形整形滤波器 67-i 等同于发送站 1A 侧上的波形整形滤波器 33-i 并分别处理系统频带中的不同频带, 且被设计成例如在将数据信号的 RB 的占用带宽设为最小单位的情况下, 通过使用滚降率 α 相同的窗函数, 对频域中的按照该单位的彼此相邻的不同频带的信号共同进行波形整形。

PSF 切换器 68 基于上述 RB 分配信息与 PSF 切换器 66 同步地进行输入/输出的切换, 从而将在经各个波形整形滤波器 67-i 进行波形整形之后的导频副本输出至副载波映射器 61。

即, 在根据本变型的接收站 4A 中, 与发送站 1A 相同, 在 RB 划分器 59 中以 RB 的总数 (N_{RBall}) 对经 DFT 部 58 进行了 DFT 处理的频域中的发送导频副本进行划分之后, 以划分为单位对于与基于上述 RB 分配信息向其分配了有效数据信号的 RB 相对应的导频副本应用波形整形滤波器 60-i, 而按照 PSF 切换器 66 和 68 彼此同步地进行切换操作的方式, 对于未向其分配有效数据信号的彼此相邻的两个或更多个 RB 的导频副

本应用适当的波形整形滤波器 67-i, 从而在连续存在的频带中能够共同应用滚降率 α 相同的滤波器 67-i。

因此, 在例如以上参照图 7 所述的与发送站 1A 侧上的导频信号的分散布置相同的布置下, 在副载波映射器 61 中对要用于信道估计器 49 的信道估计中的导频副本进行副载波映射。

图 9 是例示了数据信号的副载波布置 (参见图 2) 与图 7 所示的导频信号 (导频副本) 的副载波布置之间的比较的图。从图 9 可见, 因为与上述实施例 (参见图 5) 相同, 对于有效副载波将导频信号映射到有效数据信号, 所以可提高数据信号的解调性能 (信道估计精度和信道补偿精度), 并且可提高数据信号接收性能。

另一方面, 因为不采用映射到其中未映射有效数据信号的副载波的导频信号 (导频副本) 用于数据信号解调, 所以波形整形滤波器应用方法是毫无疑问的, 并且在与数据信号的频带单位不同的频带单位下可使用具有不同滚降率 α 的波形整形滤波器, 以便于诸如 SIR 估计的其他应用。

应理解, 本发明不限于上述实施例和变型, 其旨在涵盖不脱离本发明精神和范围的对本发明的实施例的全部修改。

例如, 虽然在以上描述中以固定频宽对系统频带进行频带划分, 但在针对关于至少存在有效数据信号的副载波 (系统频带的部分频带) 的数据信号和导频信号应用具有相同滚降率 α 的波形整形滤波器的前提下, 划分带宽可自由变化 (不需要固定频带单位)。

另外, 虽然在上述实施例中对于数据信号和导频信号应用具有相同滚降率 α 的波形整形滤波器, 但因为还可以采用除根升余弦函数之外的窗函数来如上所述地减小发送信号的 PAPR, 所以也可以通过使用不由滚降率定义的窗函数执行波形整形 (滤波), 从而提供频域中的相同形状。

另外, 虽然在以上描述中使用了 DFT-扩展 OFDM, 但本发明不限于此, 本发明同样可应用于无线电方法, 其中在导频信号与数据信号之间采取至少不同的占用频带的状态下进行发送, 并且在该情况下有望提供与上述实施例及变型例类似的效果和优点。

如上详细所述，根据本发明，因为对通过使用系统频带的部分频带发送的导频信号和数据信号进行波形整形以在频域中具有相同形状，所以可以对于数据信号的全部有效频率来映射高质量导频信号或信道失真等同于数据信号的导频信号。因此，可以在抑制发送信号的 PAPR 的同时提高接收侧的数据信号解调处理能力（信道估计精度和信道补偿能力），这改善了数据信号接收性能。因此，显然本发明对于无线电通信技术领域、尤其对于移动通信技术领域极为有用。

本申请基于 2006 年 5 月 9 日在日本提交的日本申请 No. 2006-130396 并要求其优先权，此处通过引用并入其内容。

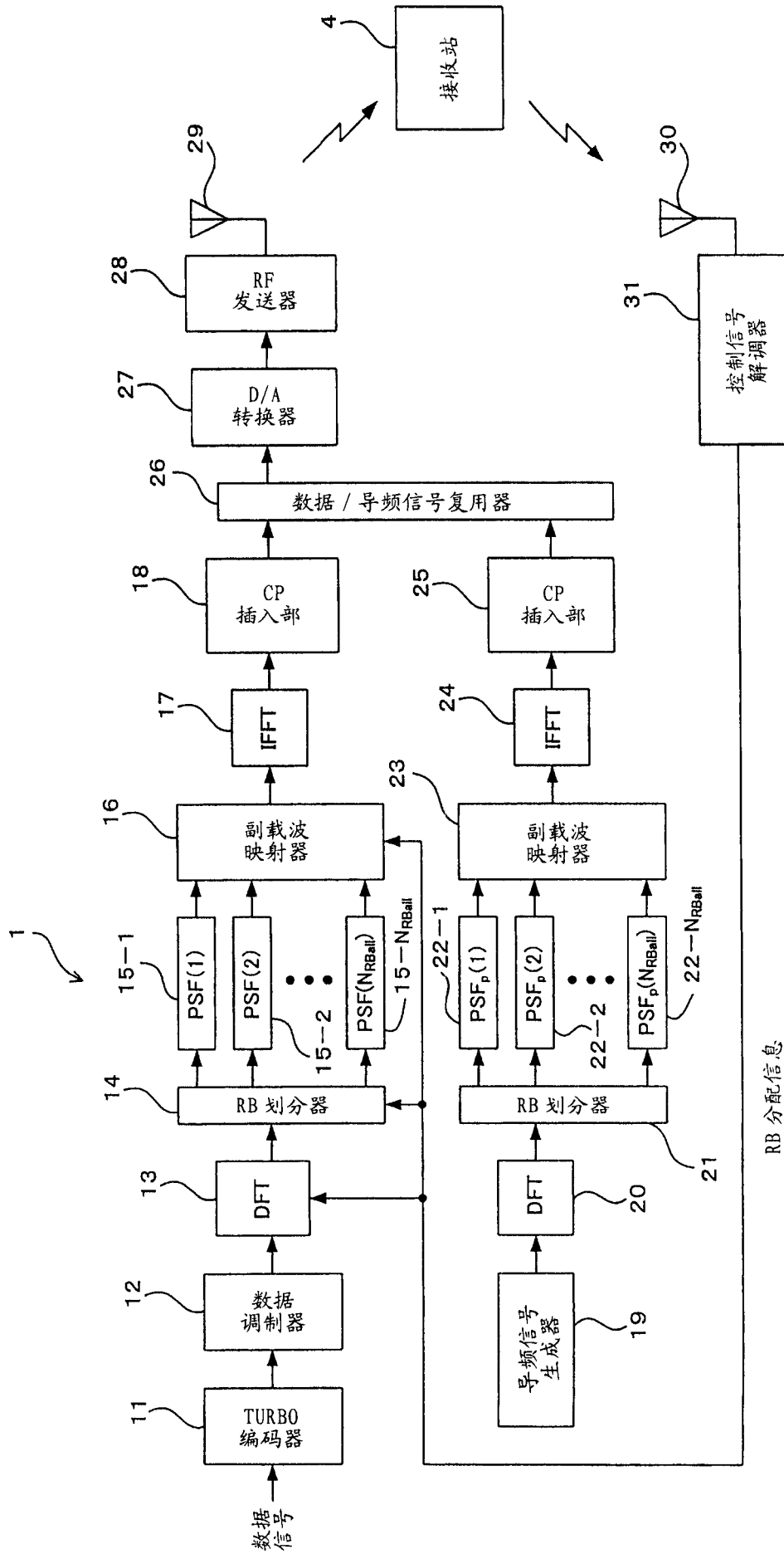


图 1

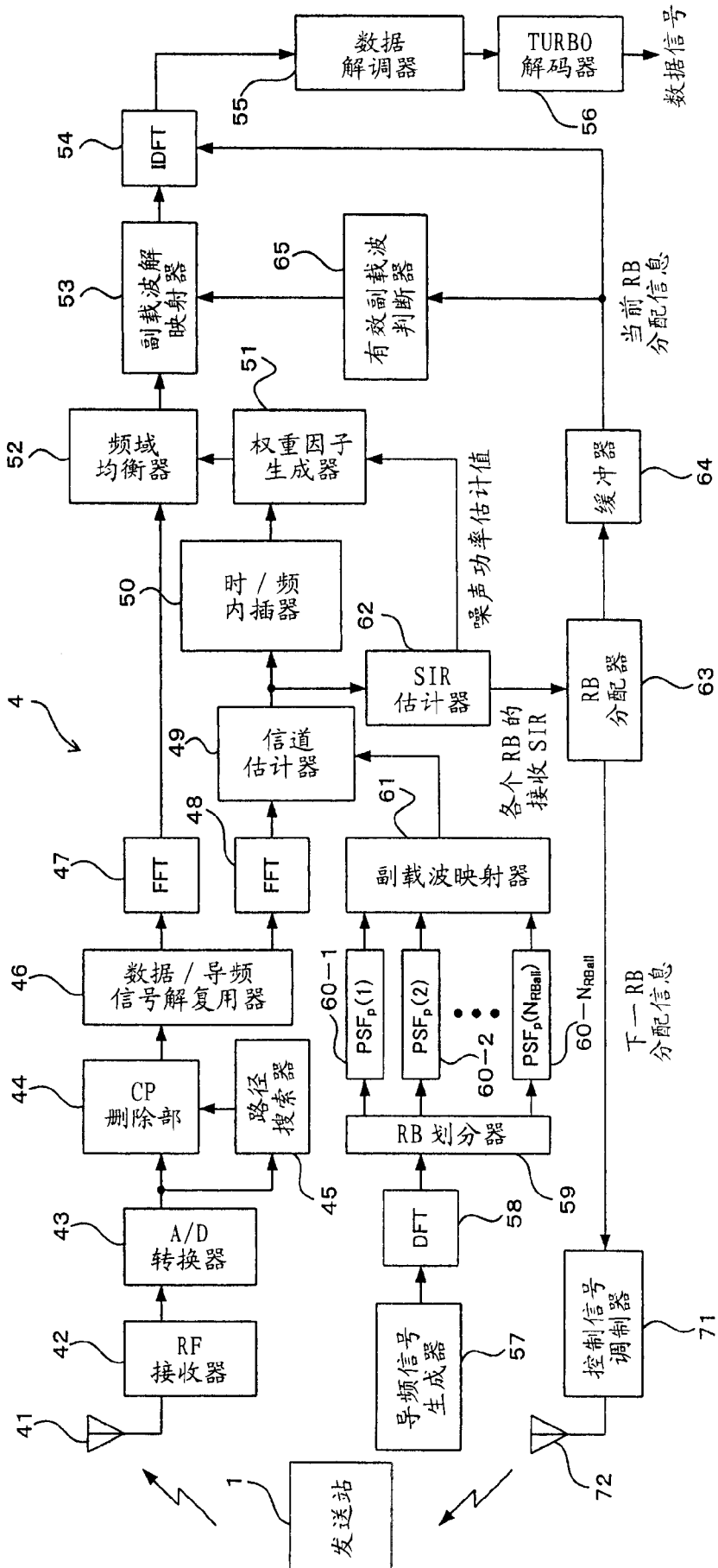


图4

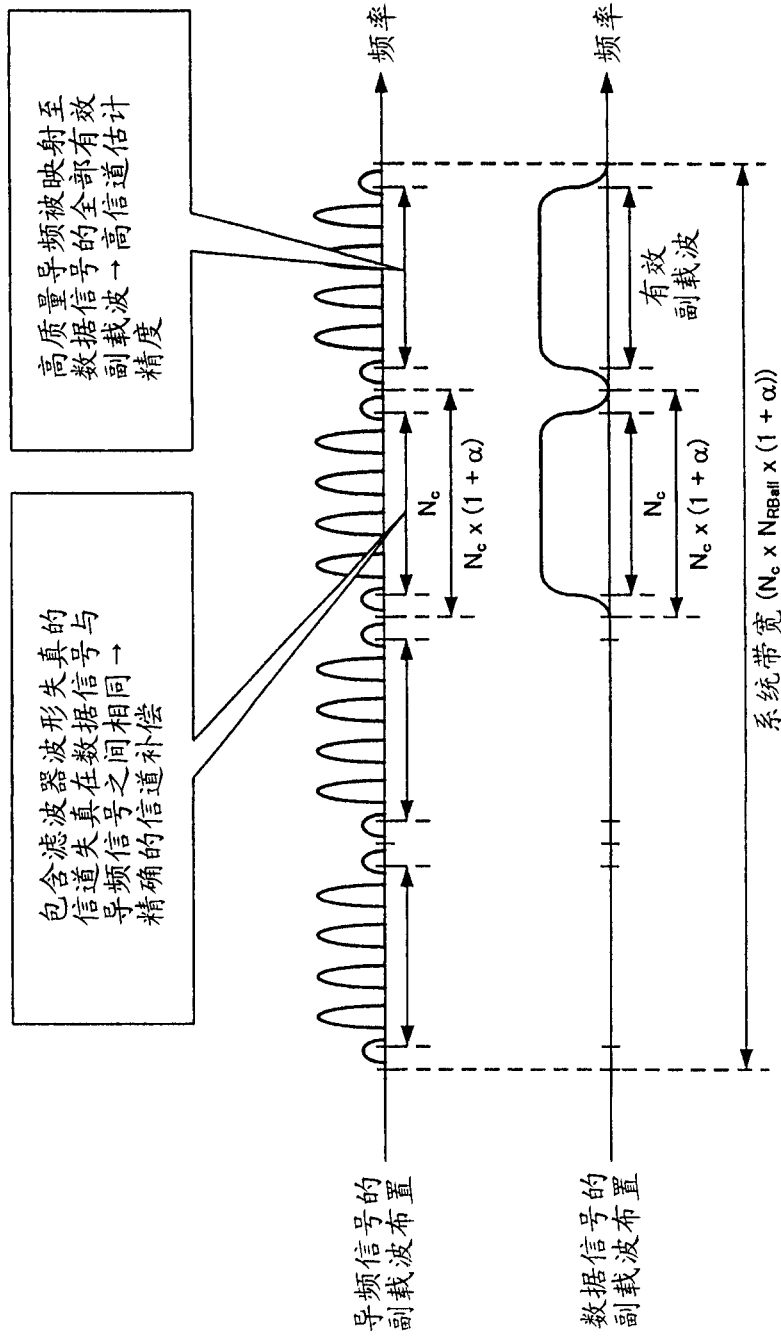


图 5

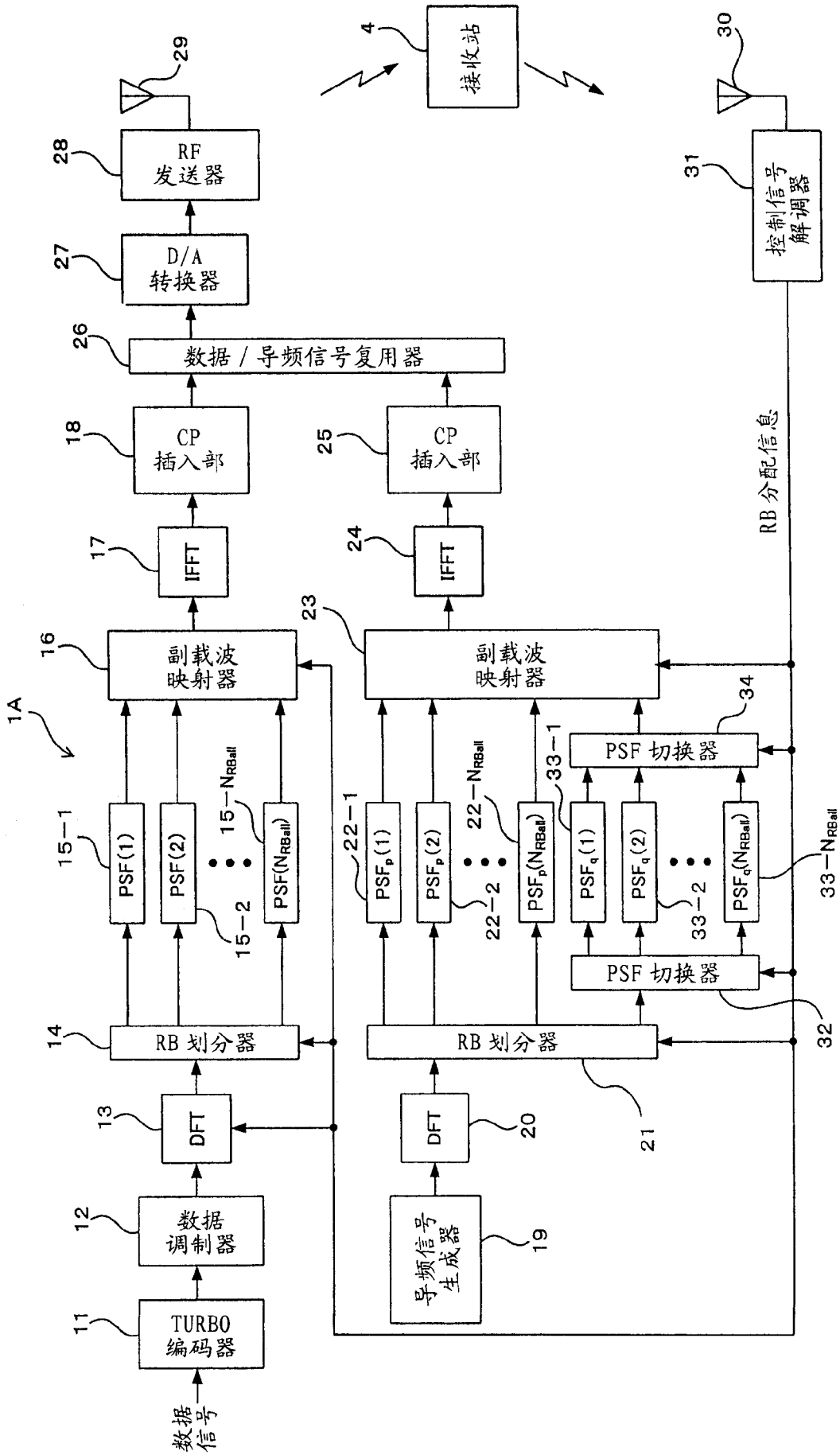


图 6

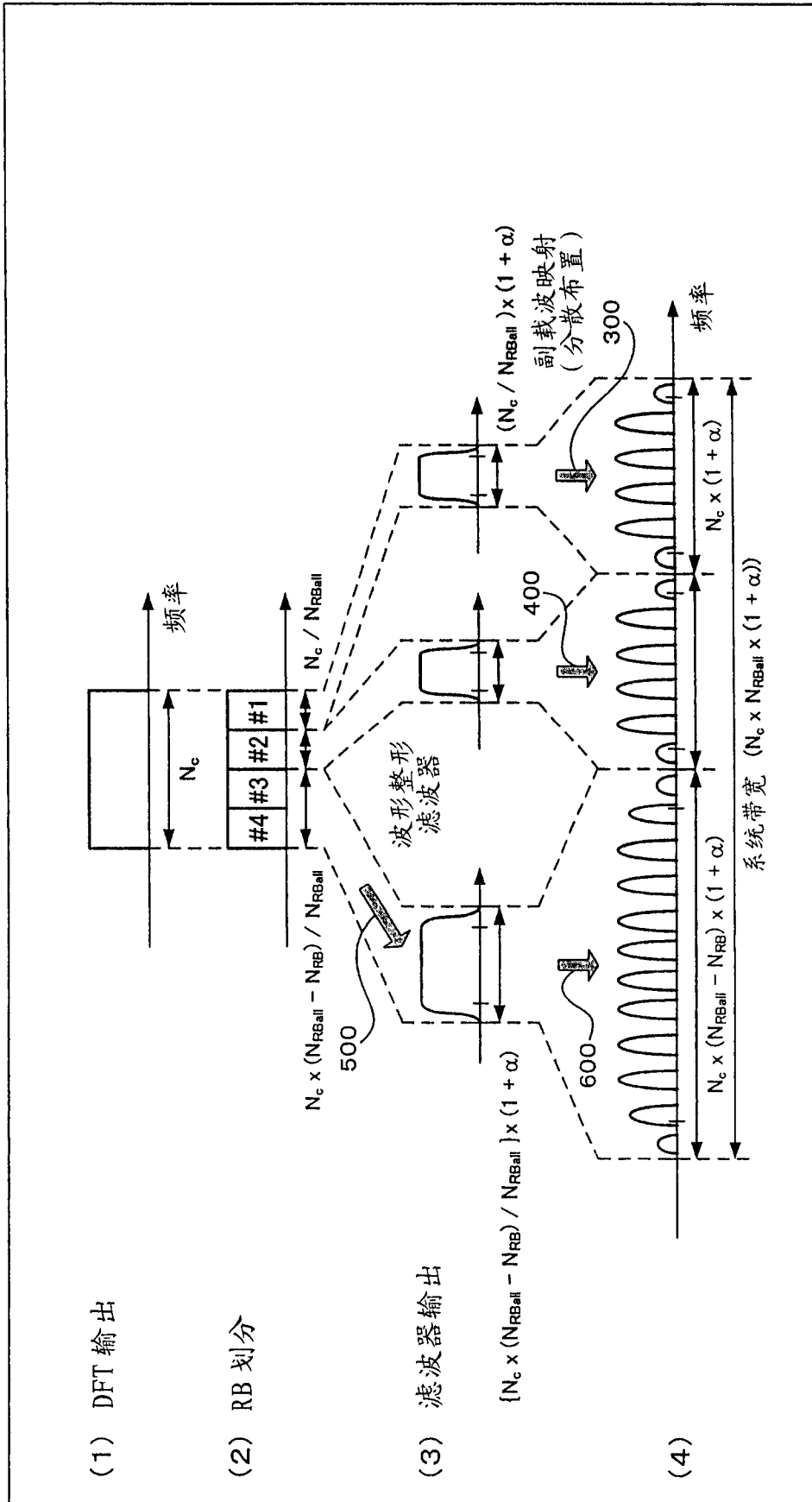


图 7

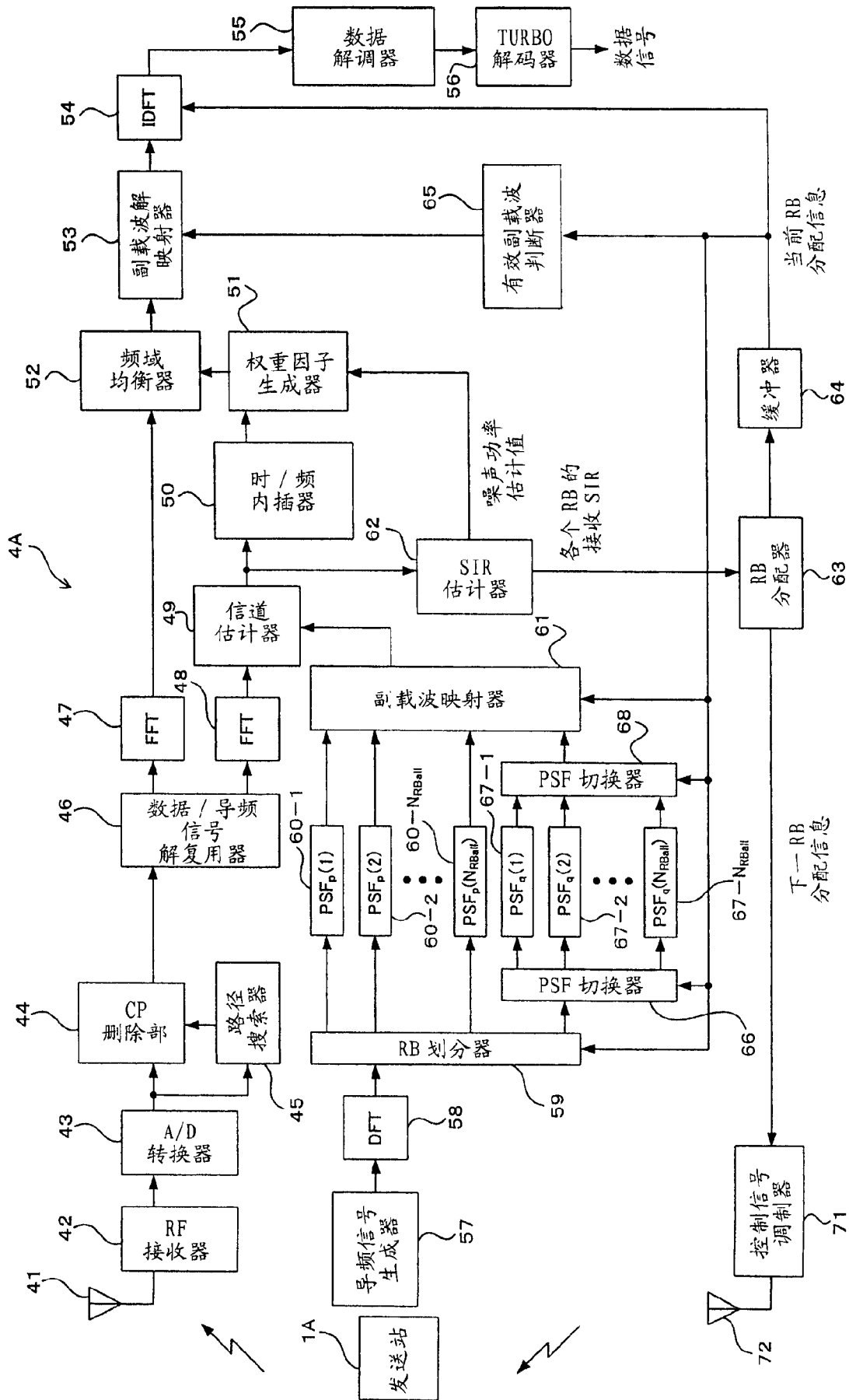


图 8

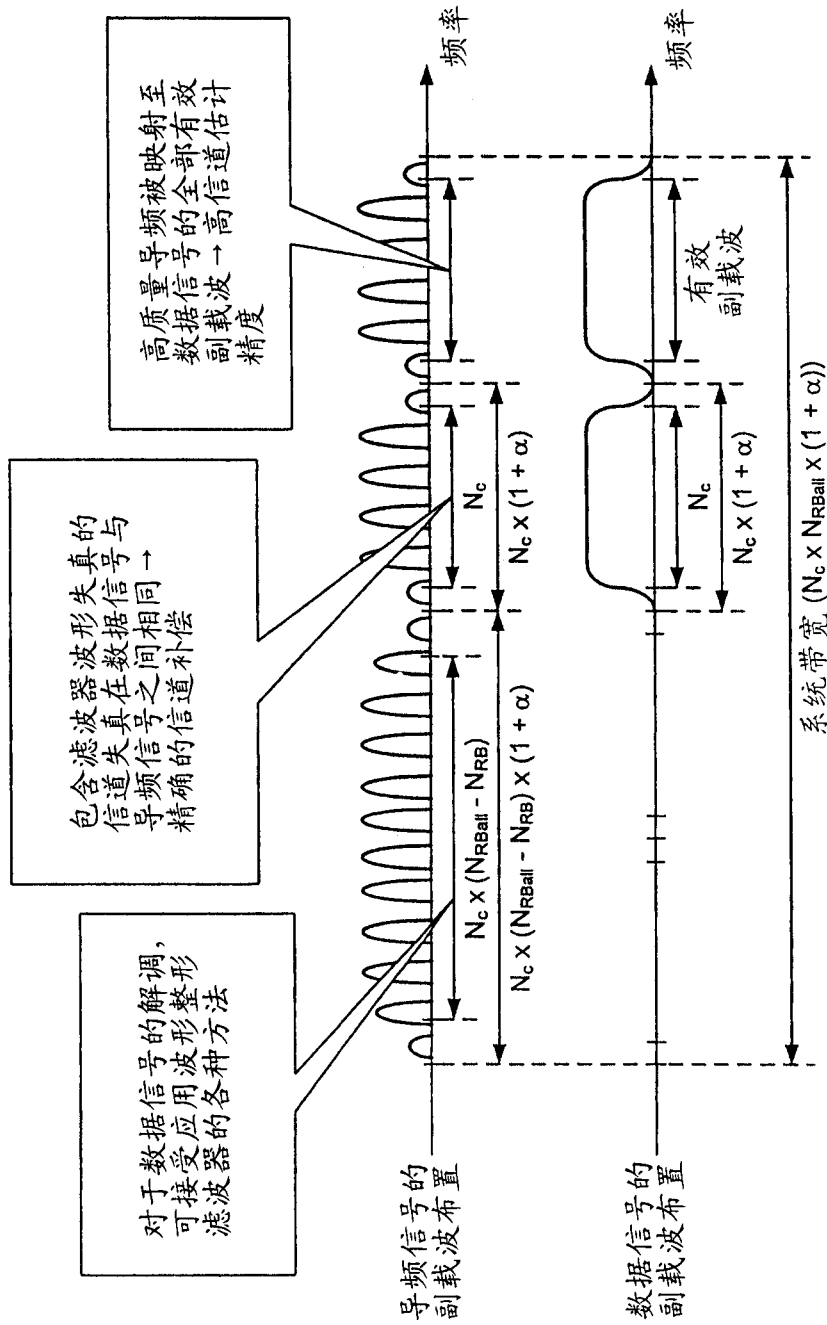


图9

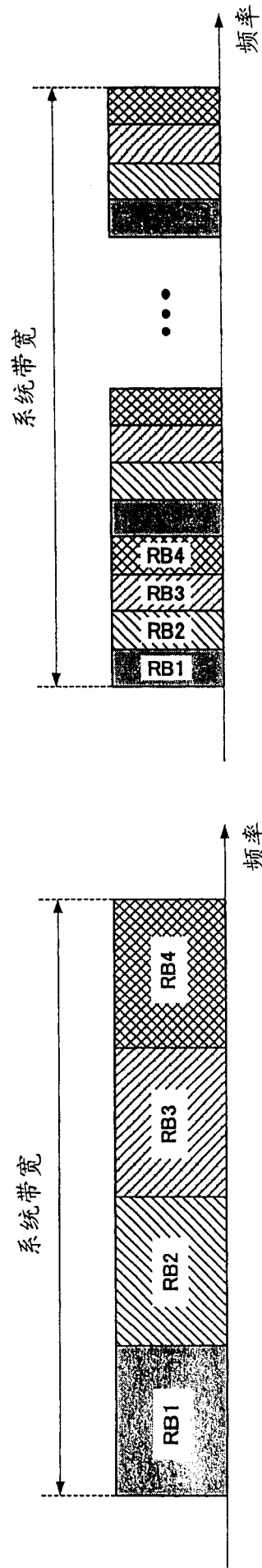


图 10(A)

图 10(B)

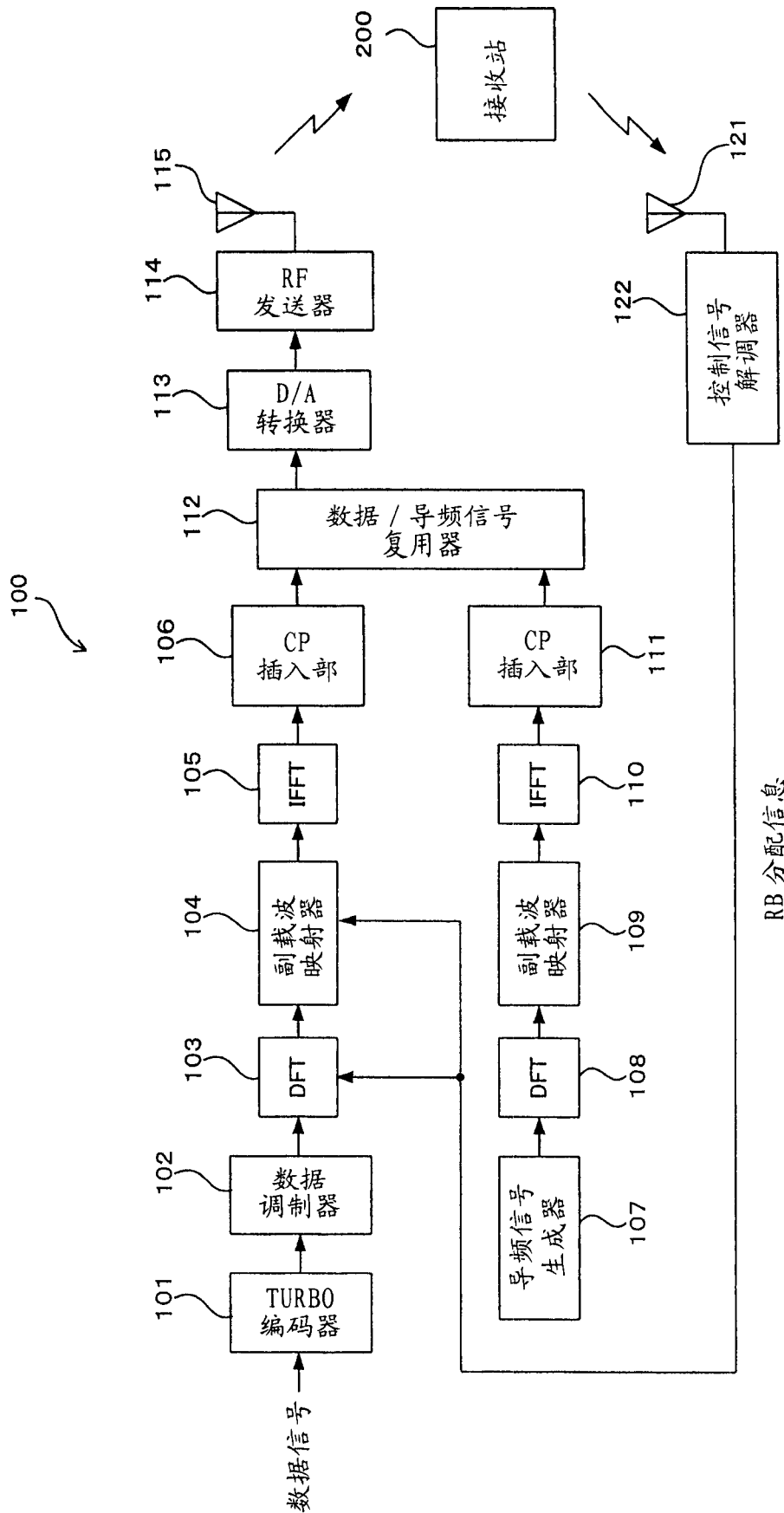


图 11
现有技术

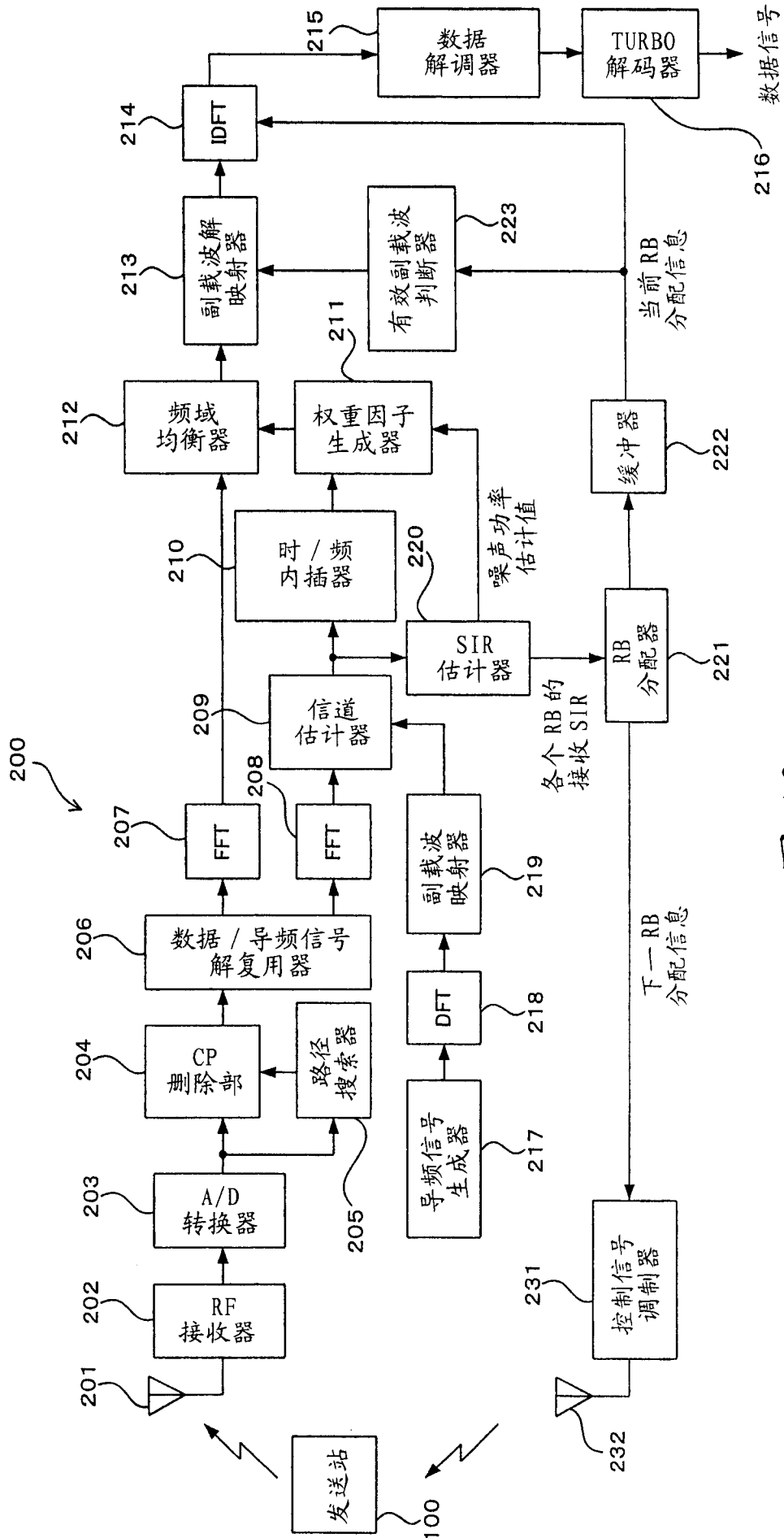


图13 现有技术

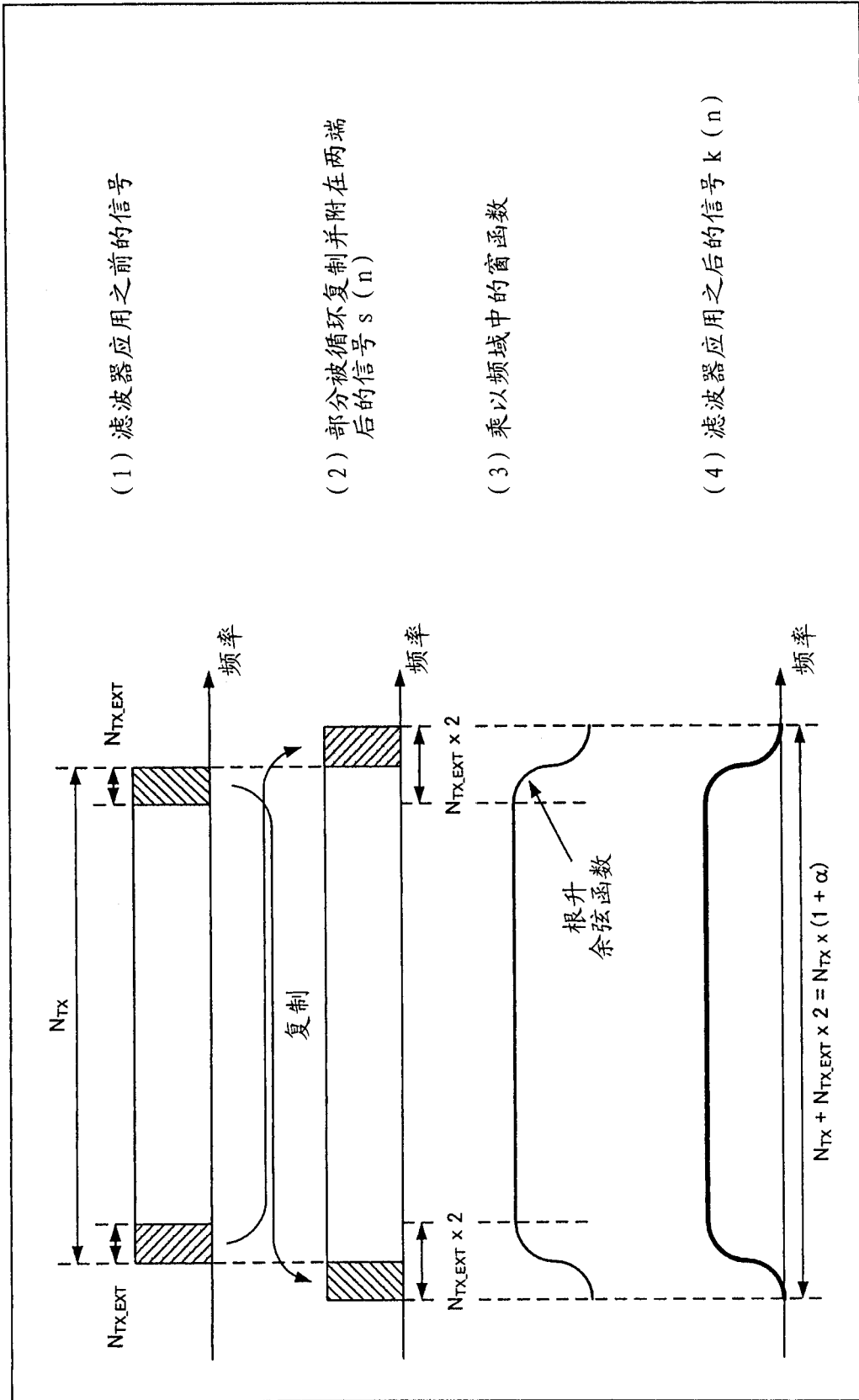


图 14
现有技术

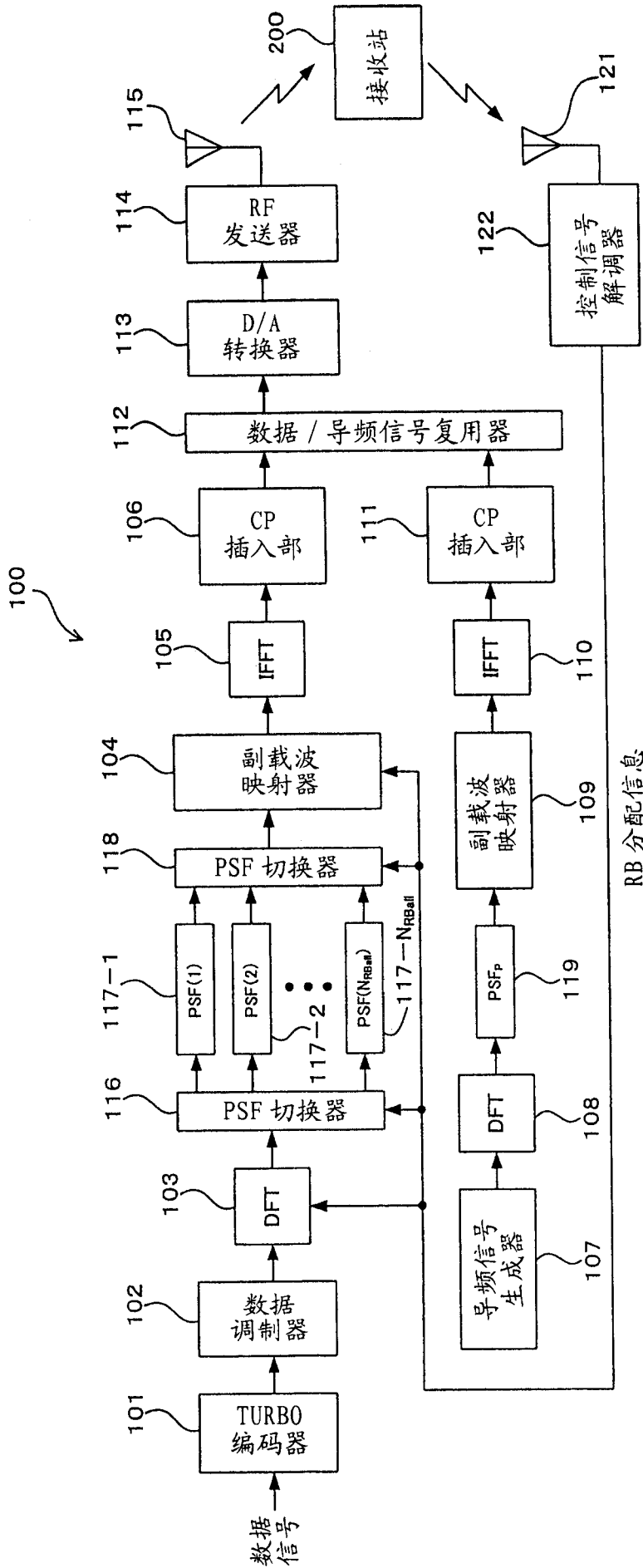


图 15
现有技术

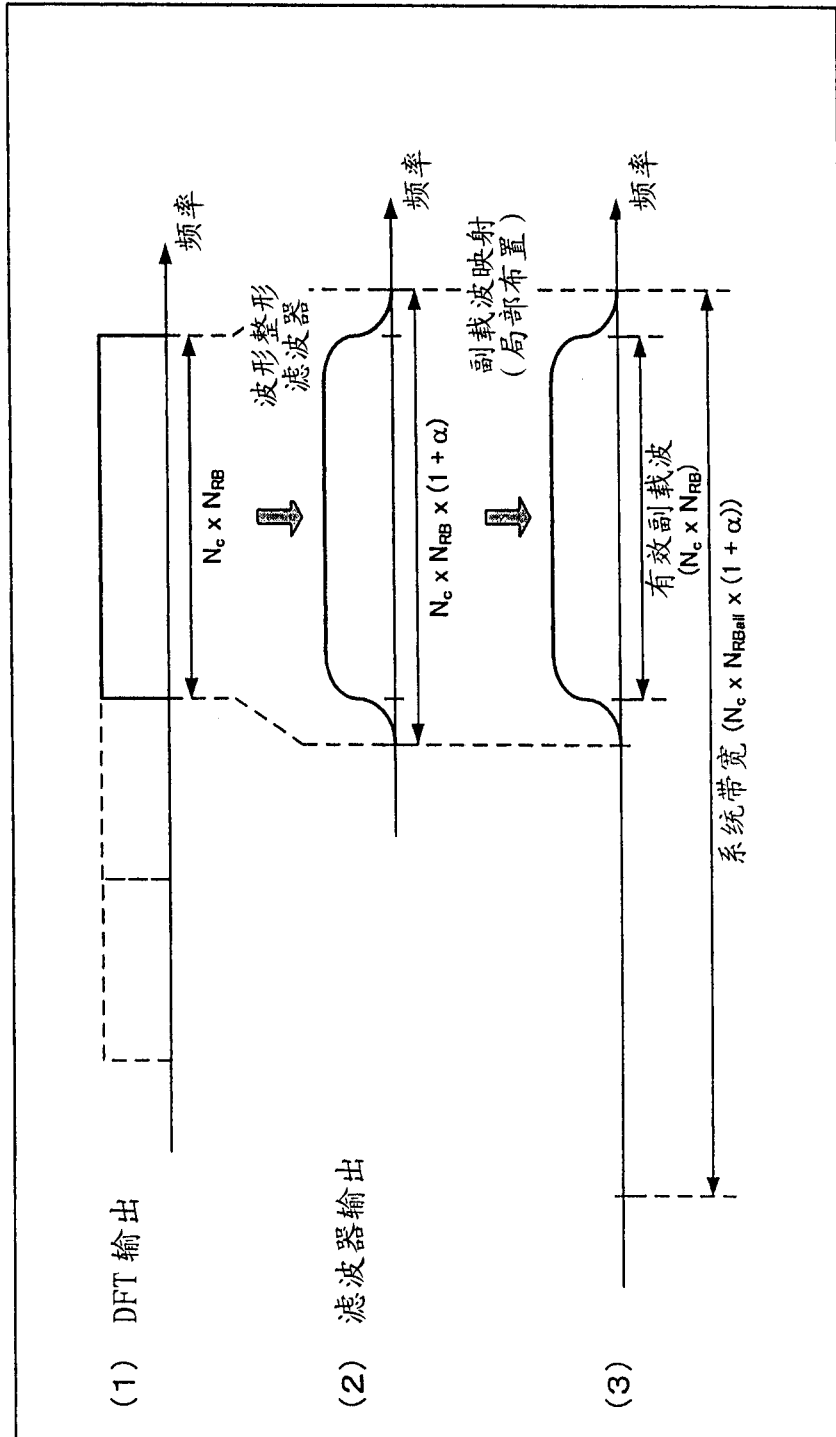


图 16
现有技术

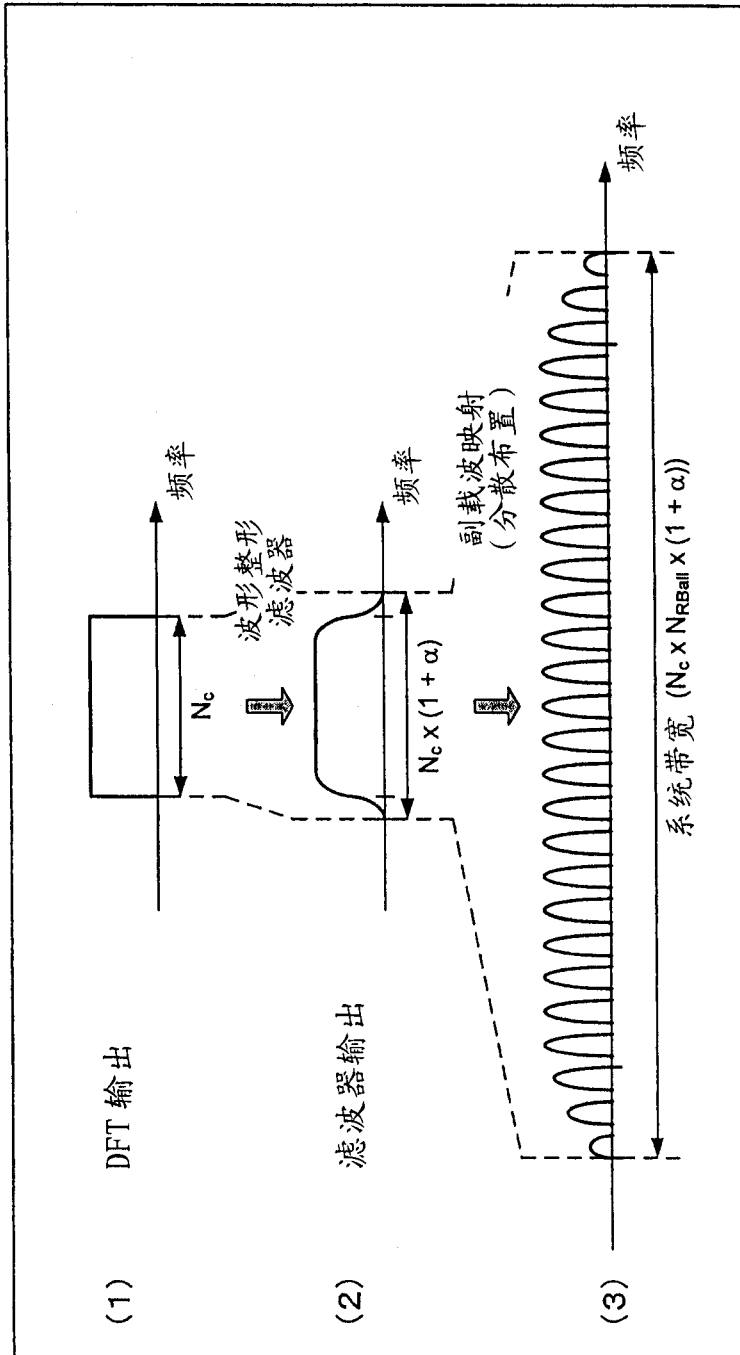


图 17
现有技术

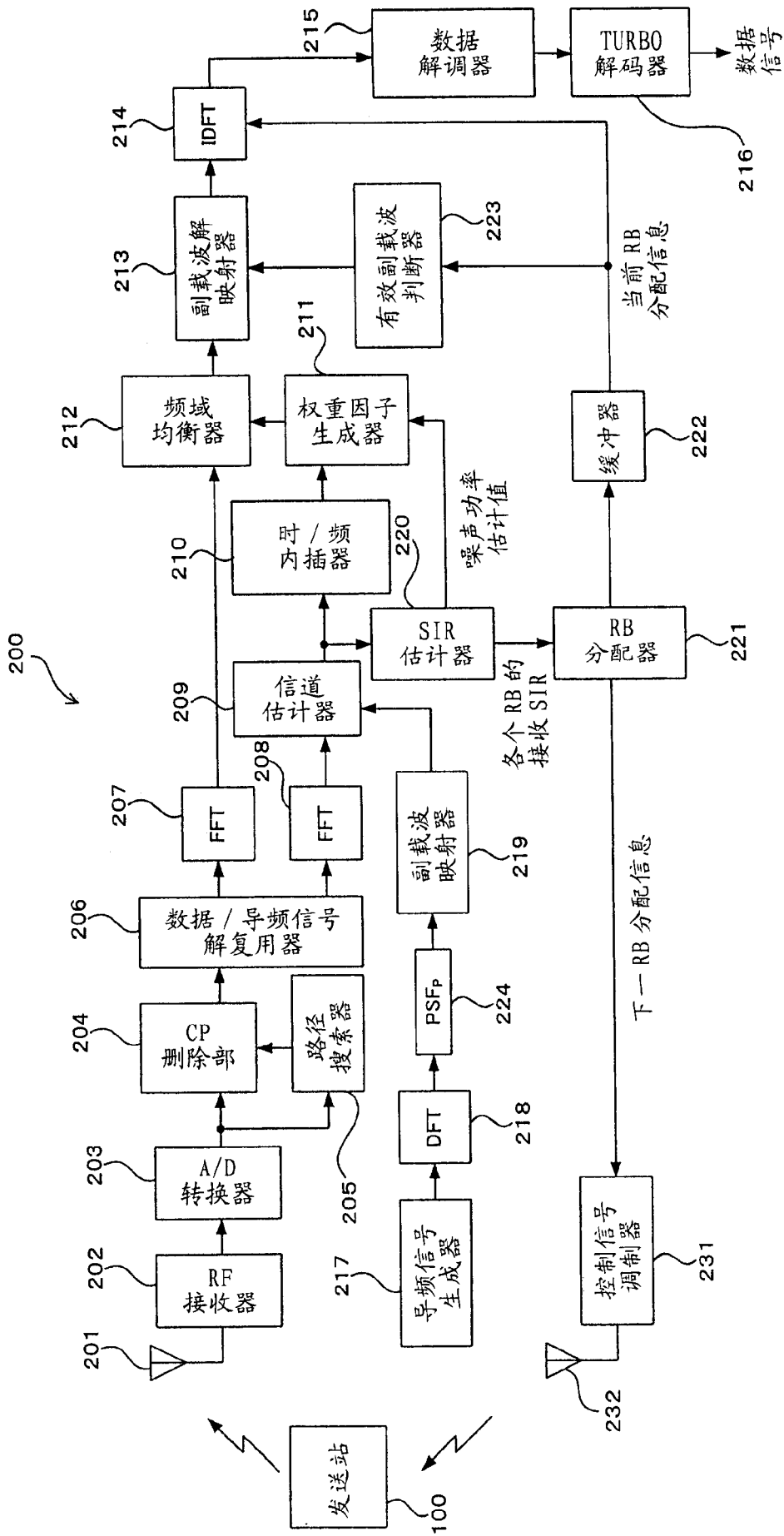


图 18
现有技术

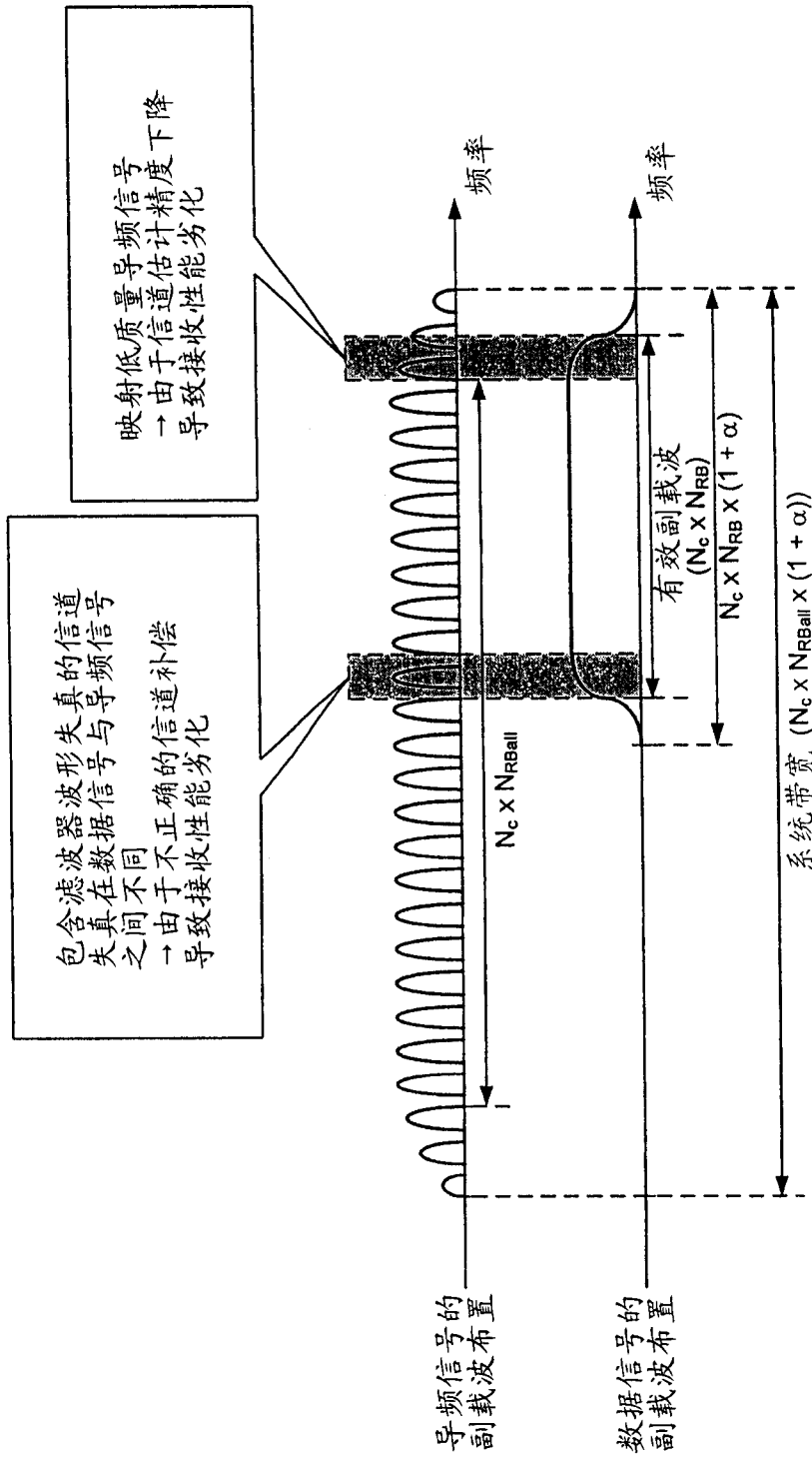


图 19
现有技术