



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101502029 B

(45) 授权公告日 2013. 04. 24

(21) 申请号 200780029495. 9

(22) 申请日 2007. 11. 29

(30) 优先权数据

324522/2006 2006. 11. 30 JP

307757/2007 2007. 11. 28 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 02. 09

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2007/073101 2007. 11. 29

(87) PCT申请的公布数据

W02008/069105 JA 2008. 06. 12

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 岸上高明 鹿山英则

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邸万奎

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006. 01)

H04B 7/04 (2006. 01)

H04B 7/08 (2006. 01)

(56) 对比文件

W0 2005094023 A1, 2005. 10. 06, 全文.

CN 1267154 A, 2000. 09. 20, 说明书第 2 页第 24 行至第 4 页第 8 行, 附图 4.

审查员 门晓晶

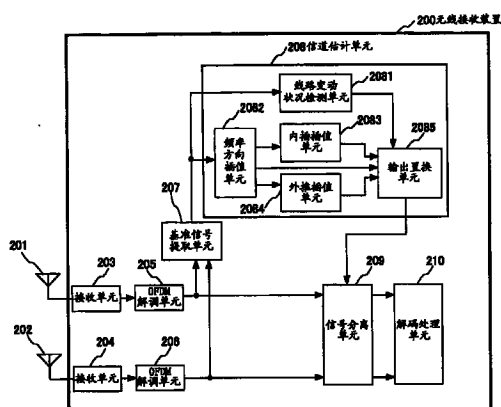
权利要求书2页 说明书23页 附图22页

(54) 发明名称

无线发送装置和无线发送方法

(57) 摘要

公开了提高信道估计精度而提高接收质量的无线接收装置、无线发送装置、无线接收方法和无线发送方法。无线接收装置 (200) 包括: 接收单元 (203) 和 (204), 接收数据序列, 该数据序列中以规定的间隔附加了用于空间传播路径的信道估计的基准信号; 解调单元 (205) 和 (206), 对数据序列进行解调; 信道估计单元 (208), 基于数据序列中的基准信号, 估计传播路径的变动状况, 并基于该变动状况, 输出通过对该数据序列进行内插插值或外推插值获得的信道估计值; 以及解码处理单元 (210), 使用内插插值或外推插值的任何一个的信道估计值, 进行数据序列的解码处理。



1. 无线发送装置,所述装置使用由多个 OFDM 码元构成子帧的传输格式,所述装置包括:

生成单元,生成空间传播路径的信道估计用的基准信号;

分配单元,将数据信号分配到 OFDM 码元的副载波上;

功率调整单元,调整所述基准信号中特定的基准信号的发送功率,以使所述特定的基准信号的发送功率大于所述数据信号的发送功率;

基准信号复用单元,将由所述特定的基准信号以外的所述基准信号以及所述功率调整单元调整了发送功率的所述特定的基准信号,隔开规定的间隔配置在 OFDM 码元的副载波的频率轴方向上,或者隔开规定的间隔配置在时间轴方向上;以及

发送单元,对分配到 OFDM 码元的副载波上的所述数据信号、所述特定的基准信号以外的基准信号以及由所述功率调整单元调整了发送功率的所述特定的基准信号进行 OFDM 调制,并发送所获得的 OFDM 调制信号。

2. 如权利要求 1 所述的无线发送装置,

所述规定的间隔设定为基于传播路径的变动状况可变的方式。

3. 如权利要求 1 所述的无线发送装置,

所述基准信号复用单元将所述特定的基准信号配置在所述频率轴方向上的特定的区域。

4. 如权利要求 3 所述的无线发送装置,

所述频率轴方向上的特定的区域是被分配给每个小区的区域,其在每个相邻小区不同。

5. 如权利要求 3 所述的无线发送装置,

所述频率轴方向上的特定的区域是被分配给每个小区的区域,其在相邻小区共用。

6. 如权利要求 3 所述的无线发送装置,

在所述频率轴方向上的特定的区域中,比所述特定的基准信号的发送功率低的所述数据信号包含 2 值或 4 值的调制数的调制信号。

7. 如权利要求 3 所述的无线发送装置,

所述频率轴方向上的特定的区域内的所述数据信号的发送功率低于所述 频率轴方向上的特定的区域外的所述数据信号的发送功率。

8. 如权利要求 1 所述的无线发送装置,

所述传输格式是,以在时间上连续传输的子帧为最小单位,分配对多个用户的专用数据的格式。

9. 如权利要求 1 所述的无线发送装置,

在所述子帧中,传播路径的变动越小,将在所述子帧中所配置的最后的所述特定的基准信号,配置在时间轴方向上越后面的所述 OFDM 码元中。

10. 如权利要求 1 所述的无线发送装置,

所述基准信号复用单元在频率轴方向上的特定的区域配置增大发送功率的所述特定的基准信号。

11. 如权利要求 10 所述的无线发送装置,

所述频率轴方向上的特定的区域是被分配给每个小区的区域,其在相邻小区共用。

12. 无线发送方法,所述方法中使用由多个 OFDM 码元构成子帧的传输格式,所述方法包括以下步骤:

生成空间传输路径的信道估计用的基准信号的步骤;

将数据信号分配到 OFDM 码元的副载波上的步骤;

调整所述基准信号中特定的基准信号的发送功率,以使所述特定的基准信号的发送功率大于所述数据信号的发送功率的步骤;

将所述特定的基准信号以外的所述基准信号以及调整发送功率后的所述特定的基准信号,隔开规定的间隔配置在 OFDM 码元的副载波的频率轴方向上,或者隔开规定的间隔配置在时间轴方向上的步骤;以及

对分配到 OFDM 码元的副载波上的所述数据信号、所述特定的基准信号以外的基准信号以及由所述功率调整步骤调整了功率的所述特定的基准信号,进行 OFDM 调制,并发送所获得的 OFDM 调制信号的步骤。

无线发送装置和无线发送方法

技术领域

[0001] 本发明涉及发送和接收使用了多载波调制方式的空分复用传输时的信号的无线发送装置、无线接收装置、无线发送方法和无线接收方法,特别涉及使用信道估计技术和线路补偿技术的无线发送装置、无线接收装置、无线发送方法和无线接收方法。

背景技术

[0002] 近年来,伴随无线通信的大容量化和高速化的要求,积极地研究进一步提高有限的频率资源的利用效率的技术。其中,利用空域的技术备受注目。作为该技术之一,有自适应阵列天线(自适应天线)技术。

[0003] 采用这种天线,能够使用与接收信号相乘的加权系数(以下将该加权系数称为“权重”),调整振幅和相位,从而较强地接收从期望方向发送来的信号。由此能够抑制多路径干扰和同一信道干扰等干扰分量的信号。通过这样的干扰抑制效应,能够改善通信系统的通信容量。

[0004] 另外,作为利用空域的其它技术,有两种利用传播路径的空间上的正交性的技术。其中一个技术是空分复用技术,使用同一时刻、同一频率以及同一代码的物理信道,将不同的数据序列传输到同一终端装置。作为利用这种空分复用技术的事例,一般有如下的事例(例如,非专利文献 1)。也就是说,发送机和接收机都具备多个天线。于是,在天线间的接收信号的相关性较低的传播环境下,能够实现空分复用传输。

[0005] 这里,在发送时,从发送机的多个天线,每个天线元件使用同一时刻、同一频率以及同一代码的物理信道,发送不同的数据序列。于是,接收机的各个天线基于传播路径特性的估计值(以下称为信道估计值),将该数据序列进行分离而接收。由此,通过使用多个空分复用信道,不使用多值调制也能够实现传输处理的高速化。

[0006] 此外,在发送机和接收机都具备相同数量的天线进行空分复用传输时,在 S/N 比(信号噪声比)足够高且在发送机和接收机之间存在多个散射物的环境下,能够与天线数成比例地扩大通信容量。作为这种空分复用传输方式,通常采用利用了正交频分复用(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)的多载波调制方式。

[0007] 其理由如下。也就是说,如果无线传播路径的多路径延迟在保护间隔时间内,则各个副载波受到的传播路径变动可作为平衰落来处理。因此,不需进行多路径均衡处理,可以简化被空分复用的信号的分离处理。

[0008] 另一方面,在接收时,接收机的天线所接收到的信号被变频为基带信号。然后对其进行 OFDM 解调处理。

[0009] 这里,多载波调制方式是指,使用多个副载波的传输方式。各个副载波的输入数据信号,以 M 值 QAM 调制等方式调制后,成为副载波信号。OFDM 中,各个副载波的频率处于正交关系,使用快速傅立叶变换(FFT)电路,对不同频率的副载波信号进行集中变换。

[0010] 由此,将副载波信号变换为时域的信号后,将其变频到载波频带,从天线发送出去。有关 OFDM 调制和 OFDM 解调的说明,正如非专利文献 2 中记载的那样。

[0011] 以往在这种状况下,通过两个阶段的信道估计处理,获得信道估计值(例如,专利文献1)。具体地说,首先,将包含有信道估计用基准信号(reference signal)的接收信号,按发送天线的每个子集进行分割。然后,作为信道估计的第一阶段,基于参考序列进行第一阶段的信道估计。由此,以发送天线的子集为单位,利用插值处理来计算第一维度(例如副载波方向)的信道响应的暂定估计。

[0012] 接着,作为第二阶段的信道估计,使用在一维方向进行插值后的暂定估计值,对各个天线进行在不同维度方向(例如时间方向)的信道估计。这样,对于在基准信号之间存在的部分的数据的信道估计值,使用内插插值(interpolating)来获得,对于除此之外的部分的数据的信道估计值,一律使用外推插值(extrapolating)来获得。由此能够对发送天线的子集的每个天线,获得信道估计值。

[0013] [专利文献1]日本特表2006-515481号公报

[0014] [非专利文献1]G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", Bell Labs Tech. J., pp. 41-59, Autumn 1996

[0015] [非专利文献2]尾知博、上田健二“OFDM システム技術と MATLAB シミュレーション解説”,トリケツプス、2002年

发明内容

[0016] 本发明需要解决的问题

[0017] 一般而言,通过外推插值获得的信道估计值的精度低于通过内插插值获得的信道估计值。因此,记载在专利文献1的信道估计方法中,由于一律适用通过外推插值获得的信道估计值,所以信道估计的精度降低,导致接收质量降低。

[0018] 本发明的目的是提供能够提高信道估计的精度而提高接收质量的无线发送装置、无线接收装置、无线发送方法和无线接收方法,

[0019] 解决问题的方案

[0020] 为了解决上述问题,本发明的无线接收装置包括:接收单元,接收数据序列,该数据序列中以规定的间隔附加了空间传播路径的信道估计用的基准信号;信道估计单元,基于接收到的所述数据序列中的所述基准信号,估计传播路径的变动状况,并基于所述变动状况,输出通过对相应数据序列进行内插插值或外推插值获得的信道估计值;以及解调解码处理单元,使用所述内插插值或外推插值的任何一个的信道估计值,进行所述数据序列的解调解码处理。

[0021] 另外,为了解决上述问题,本发明的使用由多个 OFDM 码元构成子帧的传输格式的无线发送装置包括:生成单元,生成空间传播路径的信道估计用的基准信号;分配单元,将数据信号分配到 OFDM 码元的副载波上;功率调整单元,调整所述基准信号中特定的基准信号的发送功率,以使所述特定的基准信号的发送功率大于所述数据信号的发送功率;基准信号复用单元,将由所述特定的基准信号以外的所述基准信号以及所述功率调整单元调整了发送功率后的所述特定的基准信号,以规定的间隔配置在 OFDM 码元的副载波的频率轴方向上,或者以规定的间隔配置在时间轴方向上;以及发送单元,对分配到 OFDM 码元的副载波上的所述数据信号、所述特定的基准信号以外的基准信号以及由所述功率调整单元调

整了发送功率的所述特定的基准信号进行 OFDM 调制,并发送所获得的 OFDM 调制信号。

[0022] 为了解决上述问题,本发明的无线接收方法包括以下步骤:接收数据序列,该数据序列中以规定的间隔附加了空间传播路径的信道估计用的基准信号;对所述数据序列进行解调;基于解调后的所述数据序列中的所述基准信号,估计传播路径的变动状况,并基于所述变动状况,输出通过对相应数据序列进行内插插值或外推插值获得的信道估计值;以及使用所述内插插值或外推插值的任何一个的信道估计值,进行所述数据序列的解调解码处理。

[0023] 另外,为了解决上述问题,本发明的使用由多个 OFDM 码元构成子帧的传输格式的无线发送方法包括以下步骤:生成空间传播路径的信道估计用的基准信号;将数据信号分配到 OFDM 码元的副载波上;调整所述基准信号中特定的基准信号的发送功率,以使所述特定的基准信号的发送功率大于所述数据信号的发送功率;将所述特定的基准信号以外的所述基准信号以及调整发送功率后的所述特定的基准信号,以规定的间隔配置在 OFDM 码元的副载波的频率轴方向上,或者以规定的间隔配置在时间轴方向上;以及对分配到 OFDM 码元的副载波上的所述数据信号、所述特定的基准信号以外的基准信号以及由所述功率调整步骤调整了功率的所述特定的基准信号进行 OFDM 调制,并发送由此获得的 OFDM 调制信号。

[0024] 本发明的有益效果

[0025] 根据本发明,基于传播路径的变动状况,使用通过内插插值或外推插值获得的信道估计值,对数据序列进行解码。因此,信道估计的精度提高,接收质量也提高。

附图说明

[0026] 图 1 是表示本发明实施方式 1 的无线发送装置的结构例的图。

[0027] 图 2 是表示基准信号复用单元的复用信号的帧结构例的图。

[0028] 图 3 是表示实施方式 1 的无线接收装置的结构例的图。

[0029] 图 4A 是表示实施方式 1 的模拟结果的图。

[0030] 图 4B 是表示实施方式 1 的另一模拟结果的图。

[0031] 图 5 是表示实施方式 1 的无线发送装置的另一结构例的图。

[0032] 图 6 是表示基准信号复用单元的复用信号的另一帧结构的图。

[0033] 图 7 是表示实施方式 1 的无线接收装置的另一结构例的图。

[0034] 图 8 是表示本发明实施方式 2 的无线接收装置的信道估计单元的结构例的图。

[0035] 图 9 是表示本发明实施方式 3 的复用信号的帧结构的图。

[0036] 图 10 是表示实施方式 3 的无线接收装置的结构例的图。

[0037] 图 11 是表示本发明实施方式 4 的无线发送装置的结构例的图。

[0038] 图 12 是表示实施方式 4 的无线接收装置的结构例的图。

[0039] 图 13 是表示通过实施方式 4 中的方法 (1) 增加了基准信号的发送功率时的一例发送功率的图。

[0040] 图 14 是表示通过实施方式 4 中的方法 (1) 增加基准信号的发送功率时的另一例发送功率的图。

[0041] 图 15 是表示通过实施方式 4 中的方法 (2) 增加了基准信号的发送功率时的一例发送功率的图。

[0042] 图 16 是表示通过实施方式 4 中的方法 (2) 增加了基准信号的发送功率时的另一例发送功率的图。

[0043] 图 17 是表示基准信号复用单元的复用信号的另一帧结构的图。

[0044] 图 18 是表示根据实施方式 4 的方法 (2) 的无线发送装置的结构例的图。

[0045] 图 19 是表示根据实施方式 4 的方法 (2) 的无线接收装置的结构例的图。

[0046] 图 20 是表示本发明实施方式 5 的无线发送装置的结构例的图。

[0047] 图 21 是表示实施方式 5 的无线接收装置的结构例的图。

具体实施方式

[0048] 下面,参照附图说明本发明的实施方式。

[0049] (实施方式 1)

[0050] [无线发送装置的结构]

[0051] 首先说明无线发送装置 100 的结构。

[0052] 图 1 是表示本发明实施方式 1 的无线发送装置(无线通信装置)100 的结构例的图。这里,假设无线发送装置 100 例如采用 OFDM 的多载波传输方式而进行说明。

[0053] 在图 1 中,无线发送装置 100 包括:基准信号生成单元 101、基准信号复用单元 102 和 103、OFDM 调制单元 104 和 105、发送单元 106 和 107 以及发送天线 108 和 109。在本实施方式中就具有两个发送天线(发送天线数 $N_t = 2$) 的情况进行说明,但发送天线也可以变更为一个或者三个以上。

[0054] 基准信号生成单元 101 生成基准信号并将其输出到基准信号复用单元 102 和 103,所述基准信号由接收端已知的规定的序列信号构成。基准信号是用于信道估计的信号。

[0055] 基准信号复用单元 102 输入数据信号 d1 和上述基准信号,复用基准信号。数据信号 d1 和 d2 包括规定的广播信号和控制信号数据等而被构成。

[0056] 另外,在本实施方式中,作为复用方法,例如采用 FDM(Frequency Division Multiplexing:频分复用),但并不限于此。例如,也可以采用 TDM(Time Division Multiplexing:时分复用)或 CDM(Code Division Multiplexing:码分复用)进行复用。

[0057] 图 2 表示基准信号复用单元 102 的一例输出信号(数据序列)。另外,基准信号复用单元 103 也通过与基准信号复用单元 102 同样的方法进行复用。

[0058] 图 2 的输出信号、即复用信号 d100 由包括多个(N_s 个)子帧的帧构成。其中一个子帧包括 N_f 个 OFDM 码元。子帧由基准信号、和包含基准信号以外的控制信号的数据信号部分构成。

[0059] 基准信号在副载波方向(频率方向)和时间方向(OFDM 码元方向)上,分别隔开规定的间隔(间歇地)被插入。一个 OFDM 码元中包括多个(N_c 个)副载波。

[0060] 基准信号的插入位置因发送该基准信号的各发送天线而异。例如,在从其它发送天线发送的信号中插入有基准信号时,定义其为不进行使用该副载波的发送的空副载波(null carrier)。由此,在空分复用时,通过对从不同天线发送的基准信号使用不同的副载波来发送,使其被频分复用(FDM),能够在接收时进行彼此分离的接收。

[0061] 回到图 1, OFDM 调制单元 104 和 105 输入基准信号复用单元的输出信号即复用信

号,对它进行 OFDM 调制。具体地说,OFDM 调制单元 104 和 105 对副载波信号进行变换为时域信号的 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform:快速傅立叶逆变换)处理。然后,OFDM 调制单元 104 和 105 作为多路径的对策,对时域信号附加保护间隔(GI:Guard Interval)而输出。另外,有关 OFDM 调制方法,如非专利文献 1 中记载所的。

[0062] 发送单元 106 和 107 使用未图示的频带限制滤波器,对来自对应的 OFDM 调制单元 104 和 105 的输出信号进行频带限制处理。然后,发送单元 106 和 107 将频带限制后的信号变频为规定的载波频率。进而,发送单元 106 和 107 使用未图示的放大器,对变频后的信号进行放大,然后将其输出。

[0063] 发送天线 108 和 109 将所对应的作为发送单元 106 和 107 输出的数据序列发射到空中。由此,无线接收装置 200 接收数据序列。

[0064] [无线接收装置的结构]

[0065] 接着说明无线接收装置 200 的结构。

[0066] 图 3 是表示本发明实施方式 1 的无线接收装置(无线通信装置)200 的结构例的图。这里假设无线接收装置 200 例如采用 OFDM 的多载波传输方式而进行说明。

[0067] 在图 3 中,无线接收装置 200 包括:接收天线 201 和 202、接收单元 203 和 204 以及 OFDM 解调单元 205 和 206。无线接收装置 200 还包括:基准信号提取单元 207、信道估计单元 208、信号分离单元 209 以及解码处理单元(解调解码处理单元)210。在本实施方式中就具有两个接收天线(接收天线数 $N_r = 2$)的情况进行说明,但接收天线也可以变更为三个以上。

[0068] 接收天线 201 和 202 接收所希望的载波频带的高频信号。接收单元 203 和 204 对接收天线 201 和 202 所接收到的各个高频信号,进行放大处理、频带限制处理以及变频处理。然后,接收天线 201 和 202 将作为由同相(In phase)信号和正交(Quadrature Phase)信号构成的复数基带信号,输出到 OFDM 解调单元 205 和 206。

[0069] OFDM 解调单元 205 和 206 对输入的各个基带信号,进行时间和频率的同步处理、GI(保护间隔)的去除处理、FFT 处理以及串并行变换处理。具体地说,OFDM 解调单元 205 和 206 对基带信号进行 OFDM 解调。然后,OFDM 解调单元 205 和 206 输出以 N_c 个副载波为单位的码元数据序列。

[0070] 另外,下面表记为 $Y(k, f_s)$ 时,其意味着如下的码元数据序列。也就是在接收子帧中的第 k 个 OFDM 码元时的、第 f_s 副载波的码元数据序列。

[0071] 这里, $Y(k, f_s)$ 表示列向量,其包含通过 N_r 个接收天线接收到的信号作为元素。也就是说,将通过第 m 接收天线接收到的信号作为输入的、从 OFDM 解调单元所输出的信号 $y_m(k, f_s)$ 作为第 m 元素。其中, $k = 1 \sim N_g$ 、 $f_s = 1 \sim N_c$ 。

[0072] 例如,无线发送装置 100 在进行从多个发送天线发送 N_t 个空分复用流的空分复用传输时,将以第 f_s 副载波的发送序列 $x_n(k, f_s)$ 为元素的发送序列向量 $X(k, f_s)$,表示为 $X(k, f_s) = [x_1(k, f_s), \dots, x_{N_t}(k, f_s)]^T$ 。其中,上标 T 表示向量转置算子。 $x_n(k, f_s)$ 表示从各个发送天线发送的子帧中的第 k 个 OFDM 码元中的第 f_s 副载波的发送序列。

[0073] 如果来自传播路径上的多路径的先行波的相对延迟时间在保护间隔(GI)范围内,则即使电波传播路径为频率选择性衰落环境,在副载波单位,可以作为平衰落传播环境来处理。此时,在无线接收装置中,能够理想地进行频率同步。

[0074] 这里,在不存在接收和发送间的采样时钟的抖动(jitter)时,接收了第k个OFDM码元的副载波 $f_{953276Hus}$ 的数据序列(接收信号向量)可以通过式(1)表示。

[0075] $Y(k, f_s) = H(k, f_s)X(k, f_s) + n(k, f_s) \dots$ 式(1)

[0076] 式(1)中, $H(k, f_s)$ 为表示无线发送装置100所发送的数据序列(发送序列) $X(k, f_s)$ 所受到的传播路径变动的信道响应矩阵。 $H(k, f_s)$ 是由(无线接收装置200的接收天线数 N_r)行 $\times$ (无线发送装置100中的发送天线数 N_t)列构成的矩阵(以下称为“信道矩阵”)。

[0077] $H(k, f_s)$ 的i行j列的矩阵元素 h_{ij} 表示:通过无线接收装置的第i接收天线接收到信号 $X_j(k, f_s)$ 时的传播路径变动。 $x_j(k, f_s)$ 表示从无线发送装置的第j发送天线发送的信号。

[0078] 另外,式(1)中, $n(k, f_s)$ 表示 N_t 维噪声成分的向量。 $n(k, f_s)$ 表示在无线接收装置的 N_r 个接收天线接收信号 $x_j(k, f_s)$ 时被分别附加的噪声成分作为元素的向量。

[0079] 基准信号提取单元207从子帧中的构成帧的信号中,提取包含有基准信号的OFDM码元。进而,基准信号提取单元207从所提取出的OFDM码元中,提取包含了基准信号的副载波。

[0080] 下面,将在第j个OFDM码元中的从第m发送天线发送的基准信号表示为 $g_m(j, G_{jm}(s))$ 。并且,将对于 $g_m(j, G_{jm}(s))$ 的、第n接收天线的接收结果表示为 $y_n(j, G_{jm}(s))$ 。

[0081] $G_{jm}(s)$ 表示:在从第j个OFDM码元中的第m发送天线所发送的基准信号的第s个副载波的序号。 s 为 $N_g(j, m)$ 个以下的自然数。

[0082] 信道估计单元208基于所解调(接收)的数据序列中的基准信号,估计传播路径的变动状况,并基于变动状况,输出通过对于该数据序列进行内插插值或外推插值所获得的信道估计值。

[0083] 具体地说,信道估计单元208包括:线路变动状况检测单元2081、频率方向插值单元2082、内插插值单元2083、外推插值单元2084以及输出置换单元(估计值输出单元)2085。

[0084] 频率方向插值单元2082使用由基准信号提取单元207所提取出的基准信号,计算式(1)所示的信道矩阵 $H(k, j_s)$ 的估计值 $H_e(k, f_s)$ 。

[0085] 在本实施方式中,假设在副载波方向(频率方向)和时间方向上间歇地插入基准信号(参照图2)。因此,对于未插入基准信号的副载波,使用在副载波方向上的插值处理。

[0086] 另外,对于未插入基准信号的OFDM码元,使用在其前后插入了基准信号的OFDM码元,进行时间方向(OFDM码元方向)的插值处理,计算所有副载波和OFDM码元的信道估计值。

[0087] 并且,频率方向插值单元2082在包含基准信号的OFDM码元中,计算对于发送了基准信号的副载波的信道估计值 $h(j, G_{jm}(s))$ 。式(2)表示其计算式。

[0088]
$$h_{nm}(j, G_{jm}(s)) = \frac{y_n(j, G_{jm}(s))}{g_m(j, G_{jm}(s))} \dots$$
 式(2)

[0089] 式(2)中, n 表示 N_r 以下的自然数, m 表示 N_t 以下的自然数, j 表示包含基准信号的OFDM码元的码元序号。 $G_{jm}(s)$ 表示:在第j个OFDM码元中从第m发送天线发送的基准信号的第s个副载波的序号。 s 为 $N_g(j, m)$ 个以下的自然数。

[0090] 然后,频率方向插值单元 2082 基于式 (2) 的 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$,对不包含基准信号的副载波,进行频率方向上的信道估计值的插值处理。另外,正如专利文献 1 中所记载的,在频域或时域进行频率方向上的信道估计值的插值处理。

[0091] 内插插值单元 2083 通过内插插值来估计第一信道估计值。具体地说,内插插值单元 2083 对不包含基准信号的第 k_1 个 OFDM 码元,使用 OFDM 码元的信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, js)$,通过内插插值计算信道估计值(第一信道估计值) $h_{nm}(k_1, fs)$ 。其中, $j_1 < k_1 \leq j_2$ 。内插插值可以适用线性插值和拉格朗日(Lagrange)插值等。

[0092] 在图 2 中,内插插值的区间例如意味着从第 2 至第 $j-1$ 的 OFDM 码元区间。

[0093] 外推插值单元 2084 通过外推插值估计第二信道估计值。具体地说,外推插值单元 2084 在子帧内中、对不夹在包含基准信号的 OFDM 码元之间的、且不包含基准信号的第 k_2 个 OFDM 码元,使用先前的包含有基准信号的 OFDM 码元的信道估计值 $h_{nm}(j_3, fs)$,在时间轴方向上通过外推插值计算信道估计值(第二信道估计值) $h_{nm}(k_2, fs)$ 。其中, $j_3 < k_2$ 。对于外推插值,可以适用线性插值和拉格朗日插值等。

[0094] 在图 2 中,外推插值的区间意味着例如从第 $j+1$ 以后的 OFDM 码元区间。

[0095] 线路变动状况检测单元 2081 检测传播路径的变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, fs)$ 。此时,线路变动状况检测单元 2081 进行包含了基准信号的第 j_1 和第 j_2 个 OFDM 码元之间的信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 与 $h_{nm}(j_2, fs)$ 的内积运算。式 (3) 或式 (4) 表示其运算式。其中, $j_1 \leq j_2$ 。

$$[0096] \quad D_{nm}(j_2, j_1, fs) = \text{Re} \left[\frac{h_{nm}(j_2, fs) h_{nm}^*(j_1, fs)}{|h_{nm}(j_1, fs)|^2 |h_{nm}(j_2, fs)|^2} \right] \dots \text{式 (3)}$$

$$[0097] \quad D_{nm}(j_2, j_1, fs) = \text{Re} \left[\frac{h_{nm}(j_2, fs) h_{nm}^*(j_1, fs)}{|h_{nm}(j_1, fs)|^2} \right] \dots \text{式 (4)}$$

[0098] 式 (3) 和式 (4) 中,星号 (*) 表示复数共轭算子, $\text{Re}[x]$ 表示 x 的实部。另外, $j_1 \neq j_2$ 。

[0099] 根据式 (3) 和式 (4),传播路径的变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, fs)$ 越比 1 小,传播路径的衰落变动越大。并且, $D_{nm}(j_2, j_1, fs)$ 越近似于 1,可以视为传播路径的变动越小。

[0100] 另外,变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, fs)$ 的检测可以对每个副载波进行,也可以检测多个副载波的变动状况的平均值。或者,也可以不是使用所有副载波而是使用部分副载波进行该检测,还可以将副载波分成组而检测每个组的平均值作为代表值。另外还可以将副载波分成组后,将该组的中心附近的副载波作为该组的代表值而进行检测。

[0101] 输出置换单元 2085 基于传播路径的变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, fs)$,选择通过内插插值获得的信道估计值或者通过外推插值获得的信道估计值,输出最终的信道估计值。

[0102] 具体地说,输出置换单元 2085 在包含有基准信号的 OFDM 码元时,输出频率方向插值单元 2082 中的计算结果(信道估计值)。

[0103] 另一方面,在不包含基准信号的第 k 个 OFDM 码元时(在时间轴方向上其前后包含基准信号的 OFDM 码元时),无论线路变动状况检测单元 2081 中的变动状况如何,输出置换单元 2085 直接输出内插插值单元 2083 中的计算结果(信道估计值)。

[0104] 或者,在子帧内的时间轴方向上,在不包含基准信号的第 k 个 OFDM 码元之后不存在包含基准信号的 OFDM 码元时(不是夹在包含基准信号的 OFDM 码元之间的 OFDM 码元时),输出置换单元 2085 基于线路变动状况检测单元 2081 的检测结果即变动状况 $D_{nm}(j_2,$

$j_1, f_s)$, 进行如下的信道估计值的置换处理。

[0105] 也就是说, 变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, f_s)$ 大于规定值 L_d (规定电平) 时, 输出置换单元 2085 判断传播路径的变动较小, 输出通过内插插值单元 2083 获得的信道估计值 $h_{nm}(k, f_s)$ 。 $h_{nm}(k, f_s)$ 使用满足 $j_2 < k$ 的最大的自然数或与其相近的值。

[0106] 另一方面, 变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, f_s)$ 为规定值 L_d 以下时, 输出置换单元 2085 判断传播路径的变动较大, 输出通过外推插值单元 2084 获得的信道估计值 $h_{nm}(k, f_s)$ 。

[0107] 信号分离单元 209 使用信道估计单元 208 (内插插值单元或外推插值单元) 的输出即信道估计值, 进行被空分复用传输的信号的分离接收处理。关于该分离接收处理, 采用非专利文献 1 所述的方法。

[0108] 例如, 通过 ZF (Zero Forcing: 迫零) 法进行分离接收时, 信号分离单元 209 对通过信道估计单元 208 获得的每个副载波的信道估计值 $H_e(k, f_s)$ 计算其逆矩阵, 分离接收发送码元序列 $X(k, f_s)$ 。式 (5) 表示逆矩阵的计算式。另外, 在本实施方式中说明了例如基于 ZF 法的信号分离方法, 但不限于 ZF 法也可以适用 MMSE (最小均方误差) 法、MLD (最大似然判定) 等方法。

[0109] $X(k, f_s) = H_e(k, f_s)^{-1} Y(k, f_s) \dots$ 式 (5)

[0110] 解码处理单元 210 使用从输出置换单元 2085 输出的内插插值或外推插值的任何一个的信道估计值, 进行数据序列的解码处理。

[0111] 具体地说, 解码处理单元 210 基于所发送的子帧 (控制信号) 包含的发送信号的编码调制信息, 对信号分离单元 209 的输出信号进行将发送比特序列复原的接收处理。该接收处理中, 解码处理单元 210 进行解映射处理、解交织处理和纠错解码处理等。解映射处理是, 从以规定调制方式调制的码元数据串, 变换为比特数据串的处理。

[0112] 解交织处理是, 通过进行例如与在无线发送装置 100 中进行的交织处理相反的操作, 复原比特顺序的处理。纠错解码处理是, 对所输入的比特数据串进行纠错解码的处理。

[0113] 如上所述, 根据本实施方式, 通过多个接收天线 201 和 202 接收以规定间隔附加了基准信号的数据序列 (复用信号), 然后通过 OFDM 解调单元 205 和 206, 对该数据序列进行解调。然后, 在信道估计单元 208 中, 基于解调 (接收) 了的数据序列中的基准信号, 估计传播路径的变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, f_s)$, 并基于该变动状况 $D_{nm}(j_2, j_1, f_s)$, 输出通过对该数据序列进行内插插值或外推插值获得的信道估计值。进而, 在解码处理单元 210 中, 使用内插插值或外推插值的信道估计值, 进行数据序列的迭代解码处理。

[0114] 此时, 在线路变动状况检测单元 2081 中, 检测传播路径的变动状况 (参照式 (3) 和式 (4))。在起因于衰落等的传播路径的变动小于规定电平 (规定值) 时, 输出置换单元 2085 用通过外推插值获得的 OFDM 码元 (例如图 2 的第 $j+1$ 个以后的码元) 的信道估计值, 置换该 OFDM 码元之前的 OFDM 码元 (例如图 2 的第 $i-1$ 个码元) 的、通过内插插值获得的信道估计值并输出。

[0115] 另一方面, 在起因于衰落等的传播路径的变动大于规定电平时, 输出置换单元 2085 不进行信道估计值的置换, 而直接输出通过外推插值获得的信道估计值。

[0116] 根据上述说明, 对于信道估计的精度比内插插值差的外推插值所得的信道估计值, 根据传播路径的变动状况尽量不使用它, 由此, 信道估计的误差就会变小, 结果接收质量提高。

[0117] [模拟条件 / 结果]

[0118] 这里,进行了使用通过本发明获得的信道估计值的情况下的、CNR(Carrier to Noise Ratio:发送载波功率与接收机内热噪声功率比)以及 PER(Packet Error Rate:分组差错率)(将 CNR 和 PER 称为接收质量)的模拟。作为模拟条件使用了 2×2 MIMO(多输入多输出)、基于 MLD 的分离算法、64QAM 调制方式、Turbo 编码(编码率 $R = 3/4$)、典型市区(TU:Typical Urban)6 径模型。

[0119] 图 4 表示模拟结果。其中示出了同一模拟条件下的三种模式。也就是说,理想的信道估计方法、本发明的信道估计方法以及作为比较例的现有的信道估计方法(一律使用通过外推插值获得的信道估计值的方法)的各个情况。

[0120] 图 4A 表示多普勒衰落频率 $f_d = 5.6\text{Hz}$ 的情况下的模拟结果,图 4B 表示 $f_d = 55.6\text{Hz}$ 的情况下的模拟结果。

[0121] 从图 4A 和图 4B 可知,采用本发明的信道估计方法时,与现有的信道估计方法相比,PER 特性提高,改善了接收特性。例如,采用本发明的信道估计方法时,与现有技术相比,在 $\text{PER} = 10\%$ ($\text{PER} = 0.1$) 的情况下,CNR 提高了 2dB 左右。由此可知,能够获得接收特性改善效果。

[0122] [无线发送装置和无线接收装置的变形例]

[0123] 在本实施方式中,说明了无线发送装置 100 和无线接收装置 200 进行空分复用传输的情况,但也可以不进行空分复用传输。下面说明此时的无线发送装置 100A 和无线接收装置 200A 的结构例。

[0124] 图 5 是表示无线发送装置 100A 的结构例的图。

[0125] 图 5 的无线发送装置 100A 与图 1 的无线发送装置 100 不同,仅包括:基准信号生成单元 101、基准信号复用单元 102、OFDM 调制单元 104、发送单元 106 以及一个发送天线 108。

[0126] 基准信号生成单元 101 生成由规定的序列信号构成的基准信号并将其输出到基准信号复用单元 102。然后,与实施方式 1 的情形同样地,基准信号复用单元 102 输入数据信号 d_1 和上述基准信号,复用基准信号并输出。

[0127] 图 6 表示此时的一例复用信号。图 6 的复用信号 d_{101} 与图 2 的情况不同,仅插入了第一基准信号。第一基准信号在频率方向和时间方向上,隔开规定的间隔被插入。

[0128] 无线发送装置 100A 的其它结构与图 1 的无线发送装置 100 的结构相同。

[0129] 图 7 是表示无线接收装置 200A 的结构例的图。这里就具有两个接收天线(接收天线数 $N_t = 2$)的情况进行了说明,但图 7 的无线接收装置 200A 的接收天线也可以变更为一个或者三个以上。

[0130] 图 7 中,无线接收装置 200A 具有线路补偿单元 211,取代替图 3 的无线接收装置 200 的信号分离单元 209。另外,图 7 的信道估计单元 208 将上述 N_t 和 N_r 分别读成 $N_t = 1$ 和 $N_r = 1$ 而适用。

[0131] 线路补偿单元 211 使用作为信道估计单元 208(输出置换单元 2085)的输出的信道估计值,对通过接收天线 201 接收到的信号的线路变动进行补偿。

[0132] 例如,通过 ZF 法进行分离接收时,线路补偿单元 211 使用式 (6) 所示的计算式,对信道估计单元 208 所获得的每个副载波的信道估计值 $H_e(k, f_s)$,进行线路变动的补偿。

$$[0133] \quad \mathbf{X}(k, f_s) = \frac{\mathbf{H}_e(k, f_s)^H Y(k, f_s)}{|\mathbf{H}_e(k, f_s)|^2} \dots \text{式 (6)}$$

[0134] 这样,在线路补偿单元 211 补偿线路变动后,解码处理单元 210 对线路补偿单元 211 的输出信号,进行将发送比特序列复原的接收处理。通过上述的接收处理,接收特性进一步提高。

[0135] 另外,在实施方式 1(包括变形例)中,信道估计单元 208 使用子帧内的包含基准信号的 OFDM 码元的接收结果来计算信道估计值,但不限于上述计算方法。例如,信道估计单元 208 还可以使用下一子帧中第一个出现的包含有基准信号的 OFDM 码元的接收结果,来计算信道估计值。

[0136] 此时,通过内插插值计算:基于子帧内最后出现的包含基准信号的 OFDM 码元的接收结果所计算的信道估计值、与基于下一子帧的第一个出现的包含基准信号的 OFDM 码元的接收结果所计算的信道估计值之间存在的 OFDM 码元的信道估计。因此,信道估计精度提高,可实现接收质量的改善。

[0137] 另外,在实施方式 1(包括变形例)中,首先,线路变动状况检测单元 2081 检测时间方向的信道估计值的变动状况。变动状况较小时,输出置换单元 2085 将通过外推插值获得的 OFDM 码元的信道估计值置换为通过内插插值获得的信道估计值。但是,作为用于检测变动状况的信道估计值,也可以不适用时间轴方向的信道估计值而适用频率方向的信道估计值。

[0138] 此时,首先,线路变动状况检测单元 2081 检测频率方向的信道估计值的变动状况。然后,在变动状况较小时,输出置换单元 2085 将通过频率方向的外推插值获得的 OFDM 码元的信道估计值置换为通过频率方向的内插插值获得的信道估计值。通过上述置换方法,能够提高频率方向的信道估计精度,实现接收质量的改善。

[0139] (实施方式 2)

[0140] 实施方式 2 是,将信道估计分离为相位分量和振幅分量并计算,提高信道估计精度的实施方式。因此,下面以信道估计单元的结构为中心进行说明。

[0141] 图 8 是表示本发明实施方式 2 的无线接收装置的信道估计单元 208A 的结构例的图。

[0142] 图 8 的信道估计单元 208A 使用基准信号提取单元 207 所提取出的基准信号,计算由式 (1) 所示的信道矩阵 $H(k, j_s)$ 的估计值 $H_e(k, f_s)$ 。

[0143] 假设本实施方式中的基准信号在频率方向和时间方向上被间歇插入。于是,首先,信道估计单元 208A 对未插入基准信号的副载波,进行频率方向的插值处理。

[0144] 然后,信道估计单元 208A 使用前后插入了基准信号的 OFDM 码元,对未插入基准信号的 OFDM 码元,进行时间方向的插值处理。然后,信道估计单元 208A 计算所有副载波的 OFDM 码元的信道估计值。

[0145] 具体地说,信道估计单元 208A 包括:频率方向插值单元 2082、相位分量分离单元 2086、振幅分量分离单元 2087、第一内插插值单元(相位分量时间方向内插插值单元)2088 和第一外推插值单元(相位分量时间方向外推插值单元)2089。信道估计单元 208A 还包括:第二内插插值单元(振幅分量时间方向内插插值单元)2090、第二外推插值单元(振幅分量时间方向外推插值单元)2091、内插插值合成单元 2092、外推插值合成单元 2093 以及

输出置换单元 2085。

[0146] 频率方向插值单元 2082 对于包含基准信号的 OFDM 码元, 计算对发送了基准信号的副载波的信道估计值 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$ 。计算式与式 (2) 一样。然后, 频率方向插值单元 2082 基于式 (2) 的 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$, 对不包含基准信号的副载波, 进行频率方向的信道估计值的插值处理 (该插值处理可参照专利文献 1 所述的方法)。

[0147] 另外, n 表示 N_r 以下的自然数, m 表示 N_t 以下的自然数, j 表示包含有基准信号的 OFDM 码元的码元序号。 $G_{jm}(s)$ 表示: 第 j 个 OFDM 码元中的、从第 m 个发送天线发送的基准信号的第 s 个副载波序号。 s 为 $N_g(j, m)$ 个以下的自然数。

[0148] 相位分量分离单元 2086 分离基于从基准信号获得的信道估计值的相位分量。具体地说, 相位分量分离单元 2086 对包含了基准信号的 OFDM 码元的信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 的、相位分量 $\theta_{nm}(j_1, fs)$ 和 $\theta_{nm}(j_2, fs)$, 进行分离并输出。

[0149] 振幅分量分离单元 2087 分离基于基准信号获得的信道估计值的振幅分量。具体地说, 振幅分量分离单元 2087 对包含了基准信号的 OFDM 码元的信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 的、振幅分量 $|h_{nm}(j_1, fs)|$ 和 $|h_{nm}(j_2, fs)|$, 进行分离并输出。

[0150] 第一内插插值单元 2088 对不包含基准信号的第 k_1 个 OFDM 码元, 使用两个信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 的各个相位分量 $\theta_{nm}(j_1, fs)$ 和 $\theta_{nm}(j_2, fs)$, 通过内插插值计算信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的相位分量 $\theta_{nm}(k_1, fs)$ 。

[0151] 信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 分别表示, 在时间轴方向上、其前后的、包含基准信号的 OFDM 码元的信道估计值。此时, $j_1 < k_1 < j_2$ 。

[0152] 另外, 对于内插插值, 可以适用线性插值和拉格朗日插值等。

[0153] 第一外推插值单元 2089 在子帧内, 对第 k_2 个 OFDM 码元, 使用信道估计值 $h_{nm}(j_3, fs)$ 的相位分量 $\theta_{nm}(j_3, fs)$, 通过外推插值计算信道估计值 $h_{nm}(k_2, fs)$ 的相位分量 $\theta_{nm}(k, fs)$ 。此时, $j_3 < k_2$ 。

[0154] 第 k_2 个 OFDM 码元是, 没有被夹在包含基准信号的 OFDM 码元之间且不包含基准信号的码元。信道估计值 $h_{nm}(j_3, fs)$ 是, 在时间轴方向上第 k_2 个 OFDM 码元之前的、包含基准信号的 OFDM 码元的信道估计值。

[0155] 另外, 对于外推插值, 可以适用线性插值和拉格朗日插值等。

[0156] 第二内插插值单元 2090 对不包含基准信号的第 k_1 个 OFDM 码元, 使用两个信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(j_1, fs)|$ 和 $|h_{nm}(j_2, fs)|$, 通过内插插值计算信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(k_1, fs)|$ 。

[0157] 信道估计值 $h_{nm}(j_1, fs)$ 和 $h_{nm}(j_2, fs)$ 分别表示, 在时间轴方向上, 其前后的、包含基准信号的 OFDM 码元的信道估计值。此时, $j_1 < k_1 < j_2$ 。对于内插插值, 可以适用线性插值和拉格朗日插值等。

[0158] 第二外推插值单元 2091 在子帧内, 对第 k_2 个 OFDM 码元, 使用信道估计值 $h_{nm}(j_3, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(j_3, fs)|$, 通过外推插值计算信道估计值 $h_{nm}(k_2, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(k_2, fs)|$ 。

[0159] 第 k_2 个 OFDM 码元是, 没有被夹在包含基准信号的 OFDM 码元之间且不包含基准信号的码元。信道估计值 $h_{nm}(j_3, fs)$ 是, 在时间轴方向上第 k_2 个 OFDM 码元之前的、包含有基准信号的 OFDM 码元的信道估计值。此时, $j_3 < k_2$ 。对于外推插值, 可以适用线性插值和拉

格朗日插值等。

[0160] 内插插值合成单元 2092 基于上述相位分量和上述振幅分量,通过内插插值合成信道估计值。

[0161] 具体地说,内插插值合成单元 2092 基于作为第一内插插值单元 2088 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的相位分量 $\theta_{nm}(k, fs)$ 以及作为第二内插插值单元 2090 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(k, fs)|$,合成信道估计值 $h_{nm}(k, fs) = |h_{nm}(k, fs)| \exp(j \theta_{nm}(k, fs))$,将其输出到输出置换单元 2085。

[0162] 外推插值合成单元 2093 基于上述相位分量和上述振幅分量,通过外推插值合成信道估计值。

[0163] 具体地说,外推插值合成单元 2093 基于作为第一外推插值单元 2089 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的相位分量 $\theta_{nm}(k, fs)$ 以及作为第二外推插值单元 2091 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 的振幅分量 $|h_{nm}(k, fs)|$,合成信道估计值 $h_{nm}(k, fs) = |h_{nm}(k, fs)| \exp(j \theta_{nm}(k, fs))$,将其输出到输出置换单元 2085。

[0164] 通过上述信道估计值的合成,输出置换单元 2085 基于传播路径的变动状况,输出通过内插插值获得的信道估计值或通过外推插值获得的信道估计值。

[0165] 具体地说,输出置换单元 2085 输入作为内插插值合成单元 2092 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 以及作为外推插值合成单元 2093 的输出的信道估计值 $h_{nm}(k, fs)$ 。然后,通过与实施方式 1 同样的方法,输出置换单元 2085 输出最终的信道估计值。

[0166] 例如,在为包含有基准信号的 OFDM 码元时,输出置换单元 2085 输出频率方向插值单元 2082 中的计算结果(信道估计值)。

[0167] 另一方面,在为不包含基准信号的第 k 个 OFDM 码元时(在时间轴方向上前后包含有基准信号的 OFDM 码元时),无论线路变动状况检测单元 2081 中的变动状况如何,输出置换单元 2085 直接输出内插插值单元 2083 中的计算结果(信道估计值)。

[0168] 包括线路变动状况检测单元 2081 的信道估计单元的其它结构与图 3 的实施方式 1 的情况相同。

[0169] 如上所述,在本实施方式中,由于将信道估计独立分离为相位分量和振幅分量来计算,因此能够进一步提高信道估计精度。

[0170] (实施方式 3)

[0171] 实施方式 3 是使用与图 2 的实施方式 1 的复用信号不同的帧的情况下的实施方式。

[0172] 图 9 是表示本发明实施方式 3 的复用信号的帧结构的图。

[0173] 图 9 所示的复用信号 d102(一个帧)包括多个(N_s 个)子帧而构成。而且,一个子帧包括 N_f 个 OFDM 码元。子帧由基准信号和包含基准信号之外的其它控制信号的数据信号部分构成。

[0174] 基准信号在一个 OFDM 码元的频率方向上被无间歇地插入,在时间方向上被间歇插入。一个 OFDM 码元包括多个即 N_c 个副载波。

[0175] 在空分复用传输时,从不同发送天线发送的发送信号的、插入基准信号的副载波的位置,每个发送天线错开地配置。

[0176] 基准信号的插入位置因发送该基准信号的各个发送天线而异。例如,在从其它

发送天线的发送信号中插入有基准信号时,定义其为不进行使用该副载波的发送的空副载波。通过上述的插入位置配置方法,在空分复用时,通过使用不同的副载波来发送从不同天线发送的基准信号,进行频分复用(FDM),能够在接收时彼此分离接收。包括基准信号的复用信号以及无线发送装置的其它结构与图1和图2的实施方式1的情况相同。

[0177] 图10是表示本发明实施方式3的无线接收装置200B的结构例的图。

[0178] 图10中,无线接收装置200B具有暂定估计值计算单元(频率暂定估计值计算单元)2094,代替图3的频率方向插值单元2082。其它结构与实施方式1相同。

[0179] 暂定估计值计算单元2094对于包含有基准信号的OFDM码元,计算对发送了基准信号的副载波的信道估计值 $h_{rm}(j, G_{jm}(s))$ 。计算式与式(2)一样。然后,暂定估计值计算单元2094基于 $h_{rm}(j, G_{jm}(s))$,对不包含基准信号的副载波,进行频率方向的信道估计值的插值处理(关于该插值处理,参照专利文献1所述的方法)。

[0180] 并且,暂定估计值计算单元2094将插值处理的结果输出到内插插值单元2083以及外推插值单元2084。内插插值单元2083和外推插值单元2084分别使用暂定估计值计算单元2094中的插值处理的结果,进行与实施方式1相同的处理。

[0181] 通过采用以上结构,子帧中的基准信号的比例增大,因此虽然数据传输效率降低,但能够获得以下的效果。也就是说,对于包含基准信号的OFDM码元,不进行频率方向的插值处理而计算信道估计值。因此信道估计的精度提高。

[0182] (实施方式4)

[0183] 实施方式4是在无线发送装置中以大于用于发送数据信号部分的发送功率发送基准信号的情况下的实施方式。

[0184] 图11是表示实施方式4的无线发送装置100B的结构例的图。

[0185] 图11的无线发送装置100B在图1的实施方式1的无线发送装置100的基础上,还包括功率控制单元112和两个乘法单元110及111。无线发送装置的其它结构与实施方式1中的无线发送装置的结构相同。因此,下面以不同于实施方式1的部分为中心进行说明。

[0186] 功率控制单元112将加权系数输出到乘法单元110和111,该加权系数用于改变OFDM码元所包含的基准信号的发送功率。

[0187] 乘法单元110和111将作为功率控制单元112的输出的加权系数与作为基准信号生成单元101的输出的基准信号相乘,并输出到对应的各个基准信号复用单元102和103。之后,基准信号复用单元102和103基于乘法单元110和111的输出,与实施方式1的情况同样地,复用基准信号后将其输出到OFDM调制单元104和105。另外,在本实施方式中,基准信号复用单元102和103在复用基准信号时,将功率信息插入到控制信息中,该功率信息包括加权系数(例如 β)和相应的基准信号的位置(OFDM码元的位置)。

[0188] 通过采用以上结构,其后从发送天线108和109将发送功率大于数据信号部分的基准信号发射到空中。

[0189] 这里,上述加权系数是,使基准信号的发送功率大于数据信号部分的系数(例如 β 倍, $1 < \beta$)。由此,在无线接收装置中,接收基准信号的可能性变大。

[0190] 图12是表示本发明实施方式4的无线接收装置200C的结构例的图。

[0191] 图12的无线接收装置200C在图3的实施方式1的无线接收装置200的基础上,

还包括功率信息提取单元 212。无线接收装置的其它结构与实施方式 1 中的无线接收装置的结构相同。因此,下面以不同于实施方式 1 的部分为中心进行说明。

[0192] 功率信息提取单元 212 从图 11 的无线发送装置 100B(发送天线 108 和 109) 所发送的数据序列中被附加的控制信息中,提取上述功率信息。另外,功率信息以包括加权系数(例如 β) 和基准信号的位置而被构成。

[0193] 频率方向插值单元 2082 基于从功率信息提取单元 212 获得的功率信息(加权系数(β) 以及基准信号的位置),对于包含相应的基准信号的 OFDM 码元,计算对发送了基准信号的副载波的信道估计值 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$ 。式 (7) 表示其计算式。

$$[0194] \quad h_{nm}(j, G_{jm}(s)) = \frac{y_n(j, G_{jm}(s))}{\sqrt{\beta} g_m(j, G_{jm}(s))} \dots \text{式 (7)}$$

[0195] 式 (7) 中, n 表示 N_r 以下的自然数, m 表示 N_t 以下的自然数, j 表示包含基准信号的 OFDM 码元的码元序号。 $G_{jm}(s)$ 表示:第 j 个 OFDM 码元中的、从第 m 个发送天线发送的基准信号的第 s 个副载波序号。 s 为 $N_g(j, m)$ 个以下的自然数。

[0196] 然后,频率方向插值单元 2082 基于式 (7) 的 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$,对不包含基准信号的副载波,进行频率方向上的信道估计值的插值处理(关于该插值处理,参照专利文献 1 所述的方法)。

[0197] 通过如上的结构,除了取得实施方式 1 的效果以外,还能够增大基准信号的发送功率,提高信道估计的精度。由此可实现接收质量的改善。

[0198] 具体地说,无线发送装置 100B 的功率控制单元 112 输出加权系数(β 倍)以使基准信号的发送功率大于数据信号部分的发送功率。由此基准信号的发送功率变大,信道估计的精度提高。

[0199] [发送功率的其它控制方法]

[0200] 另外,功率控制单元 112 也可以使用下面的第一至第四的控制方法来控制基准信号的发送功率。

[0201] 第一控制方法的情况下,功率控制单元 112 可以进行如下的控制:对于子帧,使包含基准信号的最后一个 OFDM 码元的发送功率大于其它 OFDM 码元(使最后一个 OFDM 码元的加权系数为 β)。此时,在无线接收装置 200C 中,能够提高通过外推插值获得的 OFDM 码元的信道估计精度。

[0202] 第二控制方法的情况下,功率控制单元 112 可以进行如下的控制:对于用户个人的数据,在其最后一个子帧中,使包含基准信号的最后一个 OFDM 码元的发送功率大于其它 OFDM 码元(使最后一个 OFDM 码元的加权系数为 β 倍)。此时,也能够提高通过外推插值获得的 OFDM 码元的信道估计精度。

[0203] 而且,第二控制方法的情况下,与第一控制方法不同,对于最小限度的 OFDM 码元,增加基准信号的发送功率。因此能够防止分配给数据序列中的数据信号部分的发送功率降低的情况。因此,能够抑制数据的发送效率降低。

[0204] 第三控制方法的情况下,无线发送装置 100B 的功率控制单元 112 对应于无线接收装置 200C 中的线路变动的状况(参照式 (3) 和式 (4)),控制基准信号的发送功率。此时,无线接收装置 200C 还包括反馈单元(检测结果发送单元:未图示),其用于将线路变动状况检测单元 2081 的检测结果发送到无线发送装置 100B(功率控制单元 112)。

[0205] 然后,无线发送装置 100B(功率控制单元 112)基于该检测结果,控制上述发送功率。例如,仅在检测结果所示的线路变动大于规定值时,无线发送装置 100B(功率控制单元 112)输出加权系数(β 倍)以使基准信号的发送功率大于数据信号部分。

[0206] 由此,线路变动大于规定值时,基准信号的发送功率增大。因此,特别地能够提高通过外推插值获得的 OFDM 码元的信道估计精度。

[0207] 另一方面,线路变动小于规定值时,基准信号的发送功率不增大,因此能够获得与实施方式 1 同样的效果(特性改善效果)。

[0208] 第四控制方法的情况下(TDD(时分复用)传输的情况),与第三控制方法的情况不同,无线发送装置 100B 还包括用于检测衰落变动状况的衰落变动状况检测单元(未图示),该衰落变动状况基于来自反向链路(reverse link:与从无线发送装置 100B 发送至无线接收装置 200C 的发送方向反向的无线链路)的接收信号。

[0209] 即使采用这样的结构,也能够通过利用传播路径的相对性,在无线发送装置 100B 的衰落变动状况检测单元(未图示)中,检测无线接收装置 200C(接收端)的衰落变动状况(线路变动)。因此,无线发送装置 100B(功率控制单元 112)基于其衰落变动状况,控制基准信号的发送功率。由此,也能够获得与第三控制方法的情况同样的效果。

[0210] [发送功率的另外的控制方法]

[0211] 在上述的实施方式中,说明了如下的方法(以下称为“方法(1)”) :在无线发送装置 100B 中,发送其发送功率大于数据信号部分的基准信号时,如图 13 所示,不使数据信号部分的发送功率变化,而增加基准信号的发送功率来发送。在方法(1)中,增大基准信号的发送功率时,使用通信运行频带的全部频带(OFDM 中,用于数据传输的所有副载波)。此时,包含基准信号的 OFDM 码元的发送功率,比未包含基准信号的 OFDM 码元增大。

[0212] 另外,在方法(1)中,也可以改变对数据信号部分与基准信号的发送功率分配,以使 OFDM 码元内所包含的副载波信号的发送功率的总和大致一定。也就是说,以“作为基准信号所分配的所有副载波信号的总发送功率”与“分配了基准信号以外的信号的所有副载波信号的总发送功率”相加后的发送功率在子帧内大致固定的方式,进行发送。

[0213] 图 14 表示以下关系的一个例子 :为使 OFDM 码元内所包含的副载波信号的发送功率的总和大致固定,使对数据信号部分和基准信号的发送功率分配为可变时的、基准信号与数据信号部分的发送功率的关系。从图 14 可知,因为使总发送功率在子帧内为一定,所以尽管数据信号部分的发送功率降低,但如后面的描述,通过将接收质量的劣化较小的信号插入到发送功率降低的数据信号部分,能够减轻其影响。

[0214] 作为与方法(1)不同的方法,也可以适用如下的方法(以下称为“方法(2)”) :如图 15 所示,将增加基准信号的发送功率频带限定为从整个频带选出的部分频带(以下称为“子带”,以在 OFDM 中用于数据传输的所有的副载波中的一部分副载波为对象)而进行发送。

[0215] 另外,在将增加基准信号的发送功率的频带限定为子带而进行发送时(方法(2)),如图 16 所示,可以改变对数据信号部分和基准信号的发送功率分配以使 OFDM 码元内所包含的副载波信号的发送功率的总和大致一定。从图 16 可知,此时,虽然成为在基准信号的发送功率增加时数据信号部分的发送功率降低的关系,但是通过将接收质量的劣化较小的信号插入到发送功率降低的数据信号部分,能够减轻其影响。

[0216] 如上所述,既有在通信运行频带中的整个频带,增大基准信号的发送功率而进行发送的方法(方法(1)),还有将增大基准信号的发送功率的频带限定为从整个频带选出的部分频带(子带)而进行发送的方法(方法(2))。

[0217] 下面,使用图 16 补充说明如下的情况:将增大基准信号的发送功率的频带限定为子带(方法(2)),并且使总发送功率在子帧内一定。

[0218] 图 16 表示,在限定为子带而进行发送的情况下,间歇配置的基准信号和数据信号的发送信号电平。在图 16 所示的例子中,限定特定的子带,分配多个提高了发送功率后的基准信号。并且,只将被夹在该提高了发送功率后的基准信号的副载波之间的、分配有数据信号的多个副载波(基准信号发送功率增大部分频带)的发送功率,相对于其它数据信号以一定的比例降低。由此,能够进行发送以满足“作为基准信号所分配的所有副载波信号的总发送功率”与“分配了基准信号以外的信号的所有副载波信号的总发送功率”相加后的发送功率在子帧内大致一定的关系。

[0219] 根据这样的发送方法,能够以下述方式对发送功率以一定的比例降低的数据信号部分计算信道估计值:仅提取多个提高了发送功率后的基准信号所分配的子带,对其进行内插插值,然后使用基准信号发送功率偏移量,与考虑了偏移量的系数相乘。信道估计值的计算方法的细节将在后面描述。由此,能够提高信道估计精度,同时使夹在基准信号的副载波之间的副载波的发送功率以一定的比例降低或增减,因此能够简化信道估计单元的结构。另外,通过信道估计精度的提高,可实现接收特性的改善。

[0220] 另外,将基准信号的发送功率的增大限定在子带中而进行发送时(方法(2)),还可以适用以下的两种子带限定方法即子带限定方法(a)和子带限定方法(b)。

[0221] [子带限定方法(a)]

[0222] 将进行基准信号的发送功率的增大的子带固定地分配给通信运行频带中的特定的子带。由此,由于进行基准信号的发送功率的增大的子带是固定的,因此从无线发送装置向无线接收装置仅通知有关基准信号的发送功率的信息即可,无需通知有关进行基准信号的发送功率的增大的副载波的位置的信息。另外,在自适应地使基准信号的发送功率为可变时,则每当基准信号的发送功率变动,或者定期地(每个子帧或每个帧周期)通知有关发送功率的信息。

[0223] 另外,也可以进行如下的频率资源分配:对进行基准信号的发送功率的增大的子带,优先分配位于小区边缘的无线接收装置。由此,能够改善位于特别是在信道估计精度上出现问题的小区边缘的无线接收装置中的信道估计值,从而实现接收质量的改善。

[0224] [子带限定方法(b)]

[0225] 将进行基准信号的发送功率的子带动态地分配给通信运行频带中的子带。此时,也可以进行如下的发送功率控制:对满足特定条件的无线接收装置所分配的子带所包含的基准信号,进行发送功率的增大。这里,作为特定条件,例如选定位于小区边缘等的、接收功率(接收质量)明显降低的无线接收装置。由此,能够改善在满足特定条件的无线接收装置中的信道估计值的估计精度,从而实现接收质量的改善。

[0226] 另外,每当进行基准信号的发送功率的增大的子带发生变动时,或者定期地(每个子帧或每个帧周期),由无线发送装置通知无线接收装置有关基准信号的发送功率的信息。子带限定方法(b)与子带限定方法(a)相比,虽然要通知的信息量增加,但能够获得如

下的效果：根据通信区域内的满足特定条件的无线接收装置的多寡，可以灵活地设定进行基准信号的发送功率的增大的子带。

[0227] 另外，此时，提高频率方向上间歇插入的基准信号的发送功率会导致在同一 OFDM 码元内的基准信号以外的副载波信号的发送功率降低。但是，基准信号以外的信号，通过插入即使发送功率降低但是接收质量的劣化却较小的信号，能够减轻其影响。下面用图 17 说明。

[0228] 图 17 是表示本实施方式的复用信号的一例帧结构的图。对图中的数据信号部分 B，使用即使 SNR 较低也能够确保接收质量的、用较低的 MCS 调制过的信号（用较低的调制指数和较低的编码率进行了调制的信号）。用较低的 MCS 调制的信号有，专用控制信号、公共控制信号和广播信号。或者，也可以使用以较低的 MCS 调制的、发往位于小区边缘的无线接收装置的数据信号。在图 17 中，对于数据信号部分 A，按照以往的方法设定 MCS 而发送数据信号。这样，在同一 OFDM 码元中，通过使基准信号以外的副载波信号作为即使 SNR 较低但是却能够确保接收质量的以较低的 MCS 进行了调制的信号，从而能够减轻由基准信号以外的副载波信号的发送功率的降低所导致的接收质量劣化的影响。

[0229] 上述的子带限定方法 (a) 和 (b) 在对进行基准信号的发送功率的增大的子带分配位于小区边缘的无线接收装置而发送 MCS 较低的数据信号的情况下很有效，通过这些方法，能够获得可以减轻数据信号的接收质量劣化的效果。

[0230] 另外，在采用以上的方法时，通过使各个 OFDM 码元的平均发送功率为一定，也能够适用于无线发送装置以最大发送功率进行发送的情况。

[0231] 下面说明适用方法 (2) 的无线发送装置的结构以及无线接收装置的结构。

[0232] [无线发送装置的结构]

[0233] 图 18 是表示无线发送装置 100C 的结构的图，该装置将进行基准信号的发送功率的增大限定在子带而发送（方法 (2)）。图 18 的无线发送装置 100C 在图 11 所示的无线发送装置 100B 的基础上，还包括：频率资源分配控制单元 120、频率资源分配单元 121 以及对于数据信号进行乘算的乘法单元 123 和 124。无线发送装置 100C 的其它结构与无线发送装置 100B 的结构同样。因此，下面以不同于实施方式 100B 的部分为中心进行说明。

[0234] 频率资源分配控制单元 120 进行如下的频率资源分配：使用无线接收装置所通知的接收质量信息（SIR、SINR 等信息），对进行基准信号的发送功率的增大的子带，优先分配位于小区边缘那样的、接收质量较低（SIR 低）的无线接收装置。这里，进行基准信号的发送功率的增大的子带，可以预先固定地设定（子带限定方法 (a)），也可以根据对于无线接收装置的频率资源分配状况，动态地变更设定（子带限定方法 (b)）。

[0235] 基于从频率资源分配控制单元 120 输出的频率资源分配信息，频率资源分配单元 121 对于包括发送到不同的无线接收装置的数据的数据信号，将不同的无线接收装置的数据信号分配给在指定的频率资源中所包含的副载波。

[0236] 功率控制单元 112a 将使 OFDM 码元所包含的基准信号的发送功率为可变的加权系数（例如 β ）输出到乘法单元 110 和 111。另外，还将使 OFDM 码元所包含的基准信号以外的信号（数据信号或控制信号）的发送功率为可变的加权系数（例如 α ）输出到乘法单元 123 和 124。在本实施方式中，对包含于进行基准信号的发送功率的增大的子带中的基准信号，乘以 1 以上的加权系数（ $\beta \geq 1$ ）。另外，对包含于进行基准信号的发送功率的增大的

子带中的、基准信号以外的信号,乘以 1 以下的加权系数 ($\alpha \leq 1$)。另外,如上所示的图 13 至图 16 的 L_p 表示基准信号发送功率偏移量,它与功率信息 (α 、 β) 之间,存在 $L_p = \beta / \alpha$ 的关系。功率控制单元 112a 将功率控制信息输出到控制信息生成单元 122。

[0237] 控制信息生成单元 122 基于包括了功率控制信息的控制信息,生成控制信号。例如,在基准信号复用单元 102 和 103 将基准信号进行复用时,控制信息生成单元 122 将有关基准信号发送功率偏移量 L_p 的功率信息 (α 、 β) 以及包含该基准信号的位置 (OFDM 码元的位置) 的基准信号功率信息作为控制信息,生成控制信号。将以数据信号部分的发送功率为基准的偏移量用作基准信号功率信息所包含的发送功率信息。例如,在降低数据信号的发送功率时,将以数据信号部分为基准的发送功率的偏移值,用作发送功率信息。由此,在接收端,能够基于基准信号的接收结果,估计数据信号部分的发送功率的偏移量,即使是基准信号和数据信号部分的发送功率为可变时,也能够使用基准信号功率信息所包含的发送功率信息进行解调而不使数据信号劣化。

[0238] 乘法单元 110 和 111 将作为功率控制单元 112a 的输出的加权系数 β 与作为基准信号生成单元 101 的输出的基准信号相乘,并输出到对应的基准信号复用单元 102 和 103。另外,同样地乘法单元 123 和 124 将功率控制单元 112a 输出的加权系数 α 与频率资源分配单元 121 的输出信号相乘,并输出到对应的基准信号复用单元 102 和 103。

[0239] 之后,基准信号复用单元 102 和 103 基于乘法单元 110 和 111 以及乘法单元 123 和 124 的输出,将基准信号以及基准信号以外的信号 (数据信号 d1 和控制信号 d3) 进行复用,并输出到 OFDM 调制单元 104 和 105。

[0240] 这样,基准信号复用单元 102 和 103 还将基准信号与控制信号和包含数据信号的信号进行复用,所述控制信号包含对于有关基准信号发送功率偏移量 L_p 的功率信息 (α 、 β) 的控制信息。

[0241] 另外,在使用子带限定方法 (a) 来发送提高了发送功率后的基准信号时,通过采用以下的方法,能够减少作为功率控制信息通知的信息量。具体地说,只有对夹在提高了发送功率后的基准信号的副载波之间的、分配有数据信号的多个副载波 (基准信号发送功率增大部分频带),使其发送功率以一定的比例降低,才能够使提高了发送功率后的基准信号的副载波数与基准信号以外的降低了发送功率的信号 (数据信号和控制信号) 的副载波数唯一地相关联。也就是说,如式 (8) 所示,如果确定 B 则 α 确定的关系成立,因此能够减少作为功率控制信息通知的信息量。

[0242] $\alpha (N_{\text{PRS}}-1) (N_{\text{DS}}-1) = \beta N_{\text{PRS}} \dots$ 式 (8)

[0243] 式 (8) 中, N_{PRS} 表示在基准信号发送功率增大部分频带中的分配有基准信号的副载波数, N_{DS} 表示副载波方向上的基准信号的插入间隔。在基准信号发送功率增大部分频带为固定时, N_{PRS} 是已知的一定值, N_{DS} 也是已知的一定值。

[0244] 另外,在使用子带限定方法 (a) 时,无需通知与基准信号以外的降低了发送功率的信号的位置有关的信息,因此能够抑制数据传输时的效率降低。

[0245] 另外,在不变更加权系数而使用事先已知的加权系数进行发送时,还可以无需通知功率控制信息 (α 、 β)。

[0246] 在使用子带限定方法 (b),根据对于无线接收装置的频率资源分配状况,动态地变更设定用于附加提高了发送功率后的基准信号子带的子带时,频率资源分配控制单元 120 将包

含提高了发送功率后的基准信号的子带的信息,输出到控制信息生成单元 122。

[0247] 控制信息生成单元 122 基于控制信息,生成控制信号,该控制信息包含功率控制信息以及包含提高了发送功率后的基准信号的子带的信息。另外,与使发送功率可变的基准信号的位置有关的信息,可以使频带可变地分配,也可以预先将频带划分(分割)成 N 分割并发送相应的分割频带的序号。在后者的情况下,虽然频带的分割被固定,但能够减少基准信号功率信息所包含的有关基准信号的位置的控制信息的信息量。另外,通过预先固定地设定用于提高发送功率的分割频带,可以无需发送分割频带序号。或者,也可以发送 1 比特的信息,该信息表示是执行提高发送功率的发送还是不进行提高发送功率的发送。

[0248] 通过采用以上结构,以后从发送天线 108 和 109 将发送功率大于数据信号部分的基准信号发射到空中。

[0249] [无线接收装置]

[0250] 下面示出无线接收装置的结构。图 19 是表示对应于图 18 的无线发送装置 100C 的无线接收装置 200D 的结构例的图。

[0251] 图 19 的无线接收装置 200D 在图 10 所示的无线接收装置 200B 的基础上,还包括:功率信息提取单元 212 以及发送功率偏移补偿单元 213。无线接收装置的其它结构与实施方式 1 中的无线接收装置的结构相同。因此,下面以不同于实施方式 1 的部分为中心进行说明。

[0252] 功率信息提取单元 212 从图 18 的无线发送装置 100C 所发送的被附加到数据序列中的控制信息中,提取上述的发送功率信息以及包含提高了发送功率后的基准信号的子带的信息。另外,发送功率信息包括(α 、 β)或者基准信号发送功率偏移量 L_p 的信息。

[0253] 频率方向插值单元 2082 基于从功率信息提取单元 212 获得的发送功率信息(α 、 β),对于包含有相应的基准信号的 OFDM 码元,对发送增大了发送功率后的基准信号的副载波,使用式(9)并考虑发送功率增加的部分,计算信道估计值 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$ 。

$$[0254] \quad h_{nm}(j, G_{jm}(s)) = \frac{y_n(j, G_{jm}(s))}{\sqrt{\beta} g_m(j, G_{jm}(s))} \cdots \text{式 (9)}$$

[0255] 式(9)中, n 表示 N_r 以下的自然数, m 表示 N_t 以下的自然数, j 表示包含基准信号的 OFDM 码元的码元序号。 $G_{jm}(s)$ 表示:对于第 j 个 OFDM 码元、从第 m 个发送天线发送的基准信号的第 s 个的副载波序号。 s 为增大了发送功率后的基准信号的副载波数 $N_p(j, m)$ 个以下的自然数。

[0256] 另外,如子带限定方法(b)那样,根据对于无线接收装置的频率资源分配状况,动态地变更增大基准信号的发送功率的副载波的分配时,发送增大发送功率的基准信号的副载波发生变动。因此,从功率信息提取单元 212 获得的发送功率信息($\alpha(s)$ 、 $\beta(s)$)依赖于副载波序号 s 而变化。于是,频率方向插值单元 2082 使用式(10),计算包含基准信号的副载波的信道估计值 $h_{nm}(j, G_{jm}(s))$,对不包含基准信号的副载波,进行频率方向上的信道估计值的插值处理。之后,信道估计单元 208 进行与实施方式 1 同样的操作,计算并输出信道估计值。

$$[0257] \quad h_{nm}(j, G_{jm}(s)) = \frac{y_n(j, G_{jm}(s))}{\sqrt{\beta(s)} g_m(j, G_{jm}(s))} \cdots \text{式 (10)}$$

[0258] 发送功率偏移补偿单元 213 对信号分离单元 209 的输出进行如下的补偿,即对包含于基准信号发送功率增大部分频带中的、基准信号以外的变更了发送功率的信号(数据信号和控制信号)的偏移进行补偿。该偏移由于作为信道估计单元 208 的输出的信道估计值中,没有考虑上述的数据信号和控制信号的发送功率变化的部分而产生。也就是说,发送功率偏移补偿单元 213 基于功率控制信息 α ,将信号分离单元 209 所输出的信号中的、包含于基准信号发送功率增大部分频带中的副载波信号,乘以偏移量 $(\alpha)^{1/2}$ 。

[0259] 另外,在使用子带限定方法 (b) 时,根据对于无线接收装置的频率资源分配状况,动态地变更增大了发送功率后的基准信号的子带,由于发送增大了发送功率后的基准信号的副载波发生变动,因此功率信息提取单元 212 使用从控制信号提取出的、包含提高了发送功率后的基准信号的子带的信息,进行发送功率偏移补偿单元 213 的上述动作。

[0260] 通过采用以上结构,从无线发送装置 100C 的发送天线 108 和 109 将发送功率大于数据信号部分的基准信号发射到空中。这里,上述加权系数是,使基准信号的发送功率大于数据信号部分(某个子帧中包含基准信号的最后一个 OFDM 码元)的系数(例如 β 倍, $1 < \beta$)。由此,在无线发送装置 200D 中,能够使基准信号的接收质量 (SNR、SINR) 良好。

[0261] 另外,在不是所有的通信运行频带而是对部分子带提高基准信号的发送功率时,如图 16 所示,将提高了发送功率后的基准信号配置在使发送功率可变的数据信号的两侧而发送。通过进行这样的配置,则通过对提高了发送功率后的基准信号的信道估计结果进行内插插值,能够计算发送功率降低的部分的信道估计值。

[0262] 相对于此,在使发送功率可变的数据信号的两侧不配置提高了发送功率后的基准信号时,例如,对于夹在一方是提高了发送功率后的基准信号另一方是未提高发送功率的基准信号之间的数据信号,1) 基于提高了发送功率后的基准信号,通过外推插值计算信道估计值,或者 2) 通过在提高发送功率后的基准信号与未提高发送功率的基准信号之间的内插插值计算信道估计值,因此基于插值处理的信道估计精度不够高。具体地说,在 1) 的情况下,估计精度因外推插值劣化,在 2) 的情况下,由于在未提高发送功率的基准信号中所附加的噪声成分的影响,导致估计精度劣化。此时,在信道估计单元 208 的频率方向插值单元 2082 中,作为频率方向的插值处理,可以采用如下的方法。也就是说,可以采用以包含提高了发送功率后的基准信号的子带为单位进行频率方向的插值处理的方法。由此,能够使用提高了发送功率后的基准信号的信道估计值,以子带为单位对该估计结果进行内插插值,所以能够提高信道估计精度。

[0263] 另外,将本实施方式适用于构成多个小区的蜂窝系统时,需要考虑小区间干扰。此时,通过适用以下的方法,能够减轻小区间干扰的影响,实现系统吞吐量的改善。

[0264] 具体的说,在小区间共用增大基准信号的发送功率的子带,并使每个小区在子带内插入基准信号的频率副载波位置或者时间上的 OFDM 码元位置变化,以使在不同小区间,发送基准信号的副载波位置或时间不一致。或者,包括子带内和子带外,对每个小区错开插入基准信号的频率副载波位置或者时间上的 OFDM 码元位置,并且在小区间共用增大基准信号的发送功率的子带。

[0265] 另外,也可以使增大基准信号的发送功率的子带中的数据信号为低 MCS 的调制信号。由此,在相邻的小区间,使插入基准信号的频率副载波位置和时间上的 OFDM 码元位置成为不同的配置,因此能够减轻提高了发送功率后的基准信号间的干扰。另一方面,提高了

发送功率后的基准信号与数据信号之间的干扰成为问题,但即使由于来自其它小区的干扰信号增大而 SINR 劣化,也通过使增大基准信号的发送功率的子带中的数据信号为低 MCS 的调制信号并发送对接收特性影响较小的低 MCS 的调制信号,能够提高对干扰信号的抗性。

[0266] 另外,作为其它方法,可以考虑以下方法。例如,将增大基准信号的发送功率的子带配置成在小区间不同的位置。或者,在小区间共用增大基准信号的发送功率的子带,并在子带内,对每个小区改变插入基准信号的频率位置(副载波),以使发送基准信号的频率位置不一致。或者,包括子带内和子带外,对每个小区错开插入基准信号的频率副载波位置,并且在小区间共用增大基准信号的发送功率的子带。另外,在与相邻小区的增大基准信号的发送功率的子带重复的、本小区的子带中,使数据信号为低 MCS 的调制信号。

[0267] 由此,在相邻的小区间,使插入基准信号的频率副载波位置配置得不同,因此能够减轻提高发送功率后的基准信号间的干扰。另一方面,提高发送功率后的基准信号与数据信号之间的干扰成为问题,但通过在相邻小区增大基准信号的发送功率的子带中,发送对接收特性影响较小的低 MCS 的调制信号,即使在由于来自其它小区的干扰信号增大而 SINR 劣化的情况下,也能够提高对干扰信号的抗性。

[0268] (实施方式 5)

[0269] 实施方式 5 是,可改变 OFDM 码元中的基准信号的位置的情况下的实施方式。

[0270] 图 20 是表示实施方式 5 的无线发送装置 100D 的结构例的图。

[0271] 图 20 的无线发送装置 100D 在图 1 的实施方式 1 的无线发送装置 100 的基础上,还包括发送位置控制单元 130。无线发送装置的其它结构与实施方式 1 中的无线发送装置的结构相同。因此,下面以不同于实施方式 1 的部分为中心进行说明。

[0272] 发送位置控制单元 130 对于包含基准信号的 OFDM 码元,将表示发送基准信号的发送位置的位置信息(控制信号)输出到基准信号复用单元 102 和 103。

[0273] 使位置信息预先与无线接收装置 200C(线路变动状况检测单元 2081;参照图 21)中的线路变动的状况(参照式(3)和式(4))关联对应。具体地说,使表示线路变动状况(参照式(3)和式(4))的规定值(预先设定的值)与数据序列中的发送位置(例如,图 2 的第 N_f 个等)关联对应。

[0274] 另外,这样的关联对应,例如使用发送位置控制单元 130 内部的表(存储器)来进行。由此,例如,发送位置控制单元 130 从无线接收装置(反馈单元 214;参照图 21)输入表示了线路变动状况检测单元 2081(参照图 21)的检测结果的、线路变动的状况(参照式(3)和式(4)),在该线路变动的状况表示低速(预先设定的规定值)时,发送位置控制单元 130 输出与低速关联对应的第 N_f (参照图 2)位置信息。

[0275] 或者,线路变动的状况表示中速/高速(预先设定的规定值)时,发送位置控制单元 130 例如输出与中速/高速关联对应的、表示第 i 至第 N_f (参照图 2)的任一位置的位置信息。

[0276] 基准信号复用单元 102 和 103 从发送位置控制单元 130 输入位置信息。然后,基准信号复用单元 102 和 103 将基准信号配置在该位置信息所示的发送位置(随着时间变化)而进行复用,并将其输出到 OFDM 调制单元 104 和 105。此时,位置信息包含在数据序列中的控制信息中。

[0277] 例如,多个子帧被发送到特定的用户终端时,各个基准信号复用单元将其发送对

象的最后一个子帧所包含的基准信号,设定到位于该子帧的最后的 OFDM 码元的位置。复用信号的其它结构如图 2 所示。

[0278] OFDM 调制单元 104 和 105 基于对应的基准信号复用单元 102 和 103 的输出信号(复用信号),进行与实施方式 1 同样的处理。之后,OFDM 调制单元 104 和 105、发送单元 106 和 107 以及发送天线 108 和 109 进行与实施方式 1 同样的处理,包含位置信息的数据序列从发送天线 108 和 109 发射到空中。由此,无线接收装置 200E 接收包含有位置信息的数据序列。

[0279] 图 21 是表示实施方式 5 的无线接收装置 200E 的结构例的图。

[0280] 图 21 的无线接收装置 200E 在图 3 的实施方式 1 的无线接收装置 200 的基础上,还包括位置信息提取单元 215 以及反馈单元 214。无线接收装置的其它结构与实施方式 1 中的无线接收装置的结构相同。因此,下面以不同于实施方式 1 的部分为中心进行说明。

[0281] 位置信息提取单元 215 从 OFDM 解调单元 205 和 206 输入包含有位置信息的数据序列。然后,位置信息提取单元 215 从数据序列中提取位置信息,并输出到频率方向插值单元 2082。

[0282] 频率方向插值单元 2082 对于从位置信息提取单元 215 获得的位置信息所示的、包含基准信号的 OFDM 码元,计算对发送了基准信号的副载波的信道估计值 $h_{\text{nm}}(j, G_{\text{jm}}(s))$ 。计算式与式 (2) 一样。然后,频率方向插值单元 2082 基于 $h_{\text{nm}}(j, G_{\text{jm}}(s))$,对不包含基准信号的副载波,进行频率方向上的信道估计值的插值处理(关于该插值处理,参照专利文献 1 所述的处理)。

[0283] 反馈单元 214 获得线路变动状况检测单元 2081 的检测结果,将该检测结果所示的线路变动的状况(参照式 (3) 和式 (4)) 发射到空中。由此,无线发送装置 100D(发送位置控制单元 130;参照图 20) 获得线路变动的状况,并基于该状况,对基准信号的发送位置进行控制。

[0284] 例如,无线发送装置 100D(发送位置控制单元 130) 以如下的方式设定基准信号的位置信息:线路变动(参照式 (3) 和式 (4)) 越小,在时间方向上,使包含有位于子帧的最后的基准信号的 OFDM 码元的位置越延迟而进行复用。

[0285] 如上所述,根据实施方式 5,无线发送装置 100D 的发送位置控制单元 130 对应于来自无线接收装置 200E(反馈单元 214) 的线路变动(参照式 (3) 和式 (4)),控制基准信号的位置信息。因此,除了实施方式 1 的效果以外,还能获得如下的效果。

[0286] 例如,多个子帧被发送到特定的用户终端时,将位于作为发送对象的子帧的最后的子帧所包含的基准信号的位置,设定到位于子帧的最后(或者在时间方向上的后面的位置)的 OFDM 码元(其它的帧如图 2 所示)。

[0287] 由此,与实施方式 1 的情况同样地,通过对基于位于子帧内的最后的、包含基准信号的 OFDM 码元的接收结果所计算出的信道估计值和基于下一子帧的开头的、包含基准信号的 OFDM 码元的接收结果进行内插插值,能够获得在这些 OFDM 码元之间存在的 OFDM 码元的信道估计值。

[0288] 而且,在发往特定用户的多个子帧中,对于位于最后的 OFDM 码元,将基准信号的位置设定到子帧的最后(或者在时间方向上的后面的位置)的 OFDM 码元。因此,不通过外推插值获得信道估计值(或者通过减少外推插值的对象区间的 OFDM 码元区间),能够抑制

信道估计特性的劣化。其结果,能够改善接收质量。

[0289] 另外,例如,无线发送装置 100D(发送位置控制单元 130)从无线接收装置 200E(反馈单元 214)获得线路变动(参照式(3)和式(4)),并输出位置信息,以使该线路变动越小,使包含位于子帧的最后的基准信号的 OFDM 码元的位置越配置在时间方向上的后面。

[0290] 由此,传播路径的变动较小时,通过内插插值获得的信道估计值的 OFDM 码元区间变长。也就是说,通过外推插值获得的信道估计值的码元区间变短。因此,能够抑制信道估计精度的劣化。由此能够改善接收质量。

[0291] 2006 年 11 月 30 日申请的日本专利申请第 2006-324522 号以及 2007 年 11 月 28 日申请的日本专利申请第 2007-307757 号所包含的说明书、说明书附图以及说明书摘要的公开内容,全都引用于本申请。

[0292] 工业实用性

[0293] 本发明的无线接收装置、无线发送装置、无线接收方法以及无线发送方法,特别在使用基准信号进行信道估计的空分复用传输中的无线接收装置、无线发送装置、无线接收方法和无线发送方法上很有用。

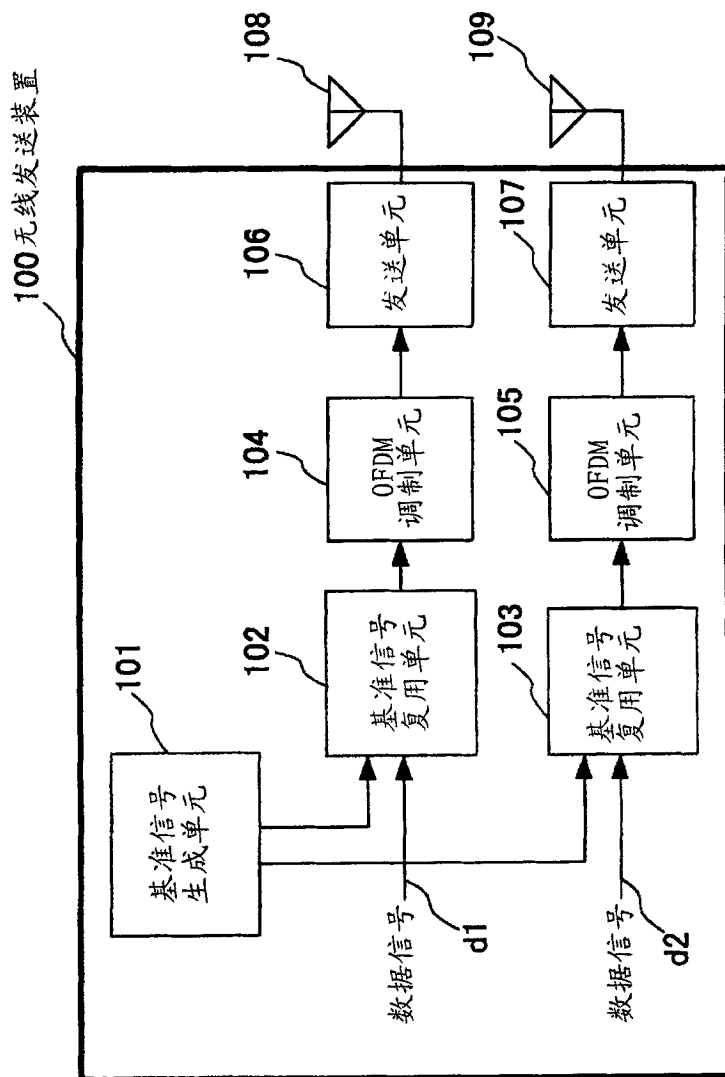


图 1

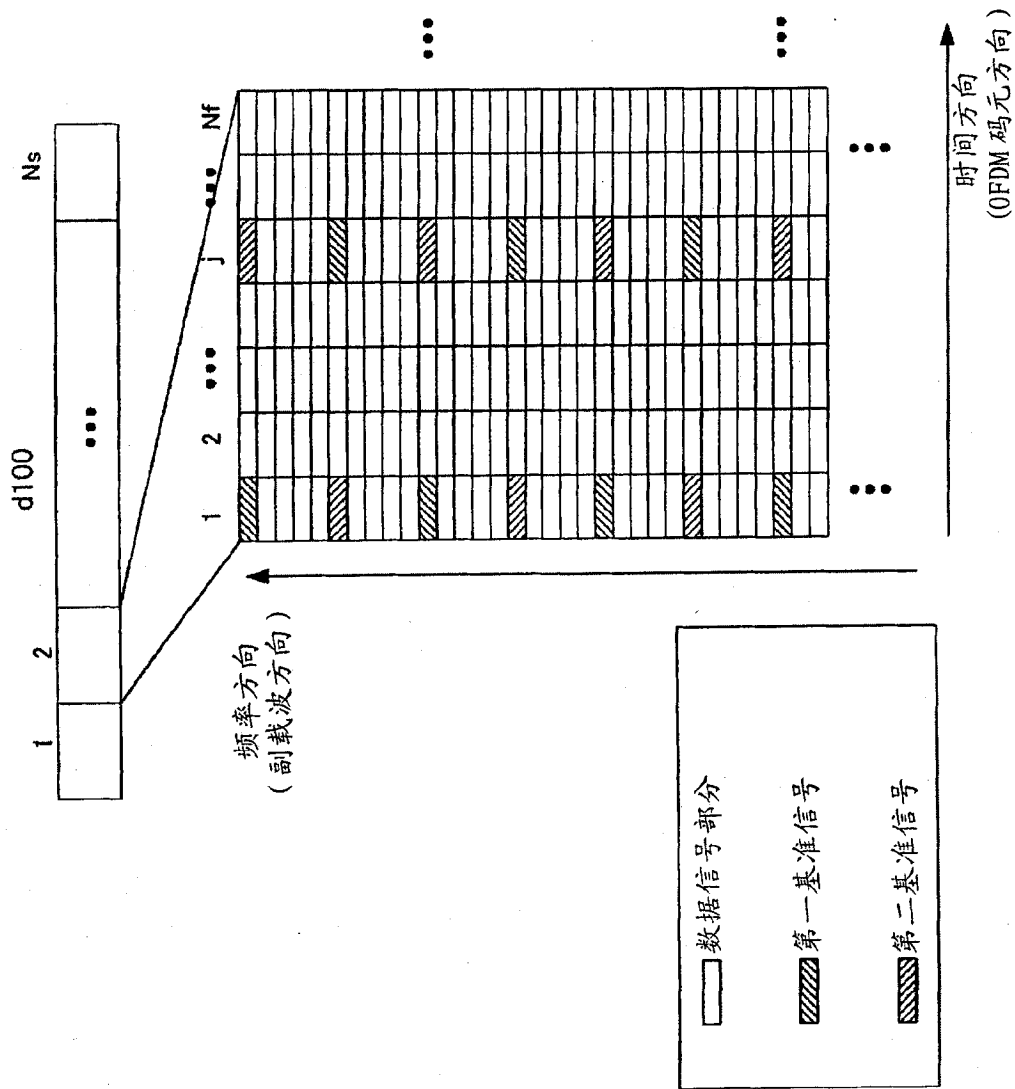


图 2

200无线接收装置

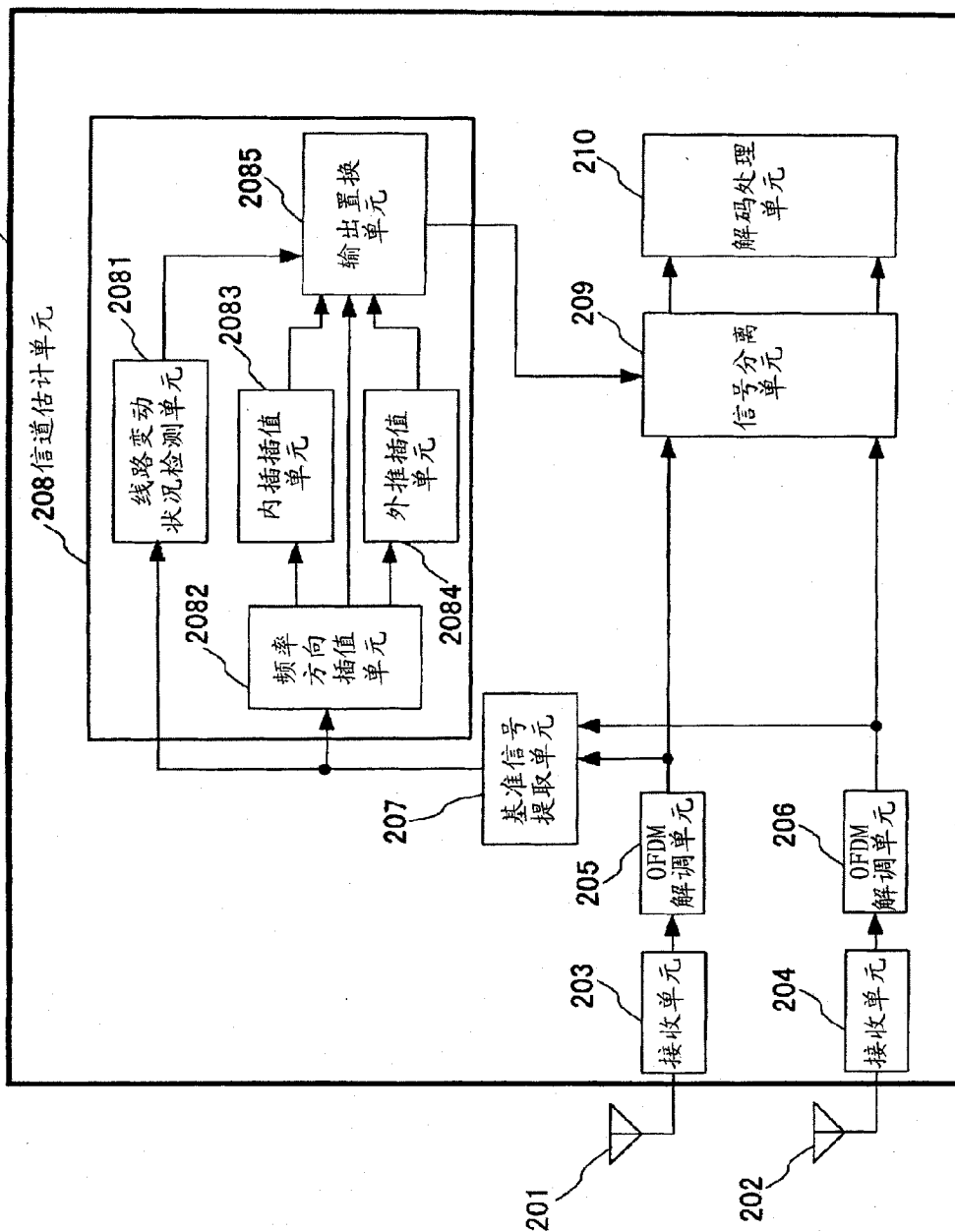


图 3

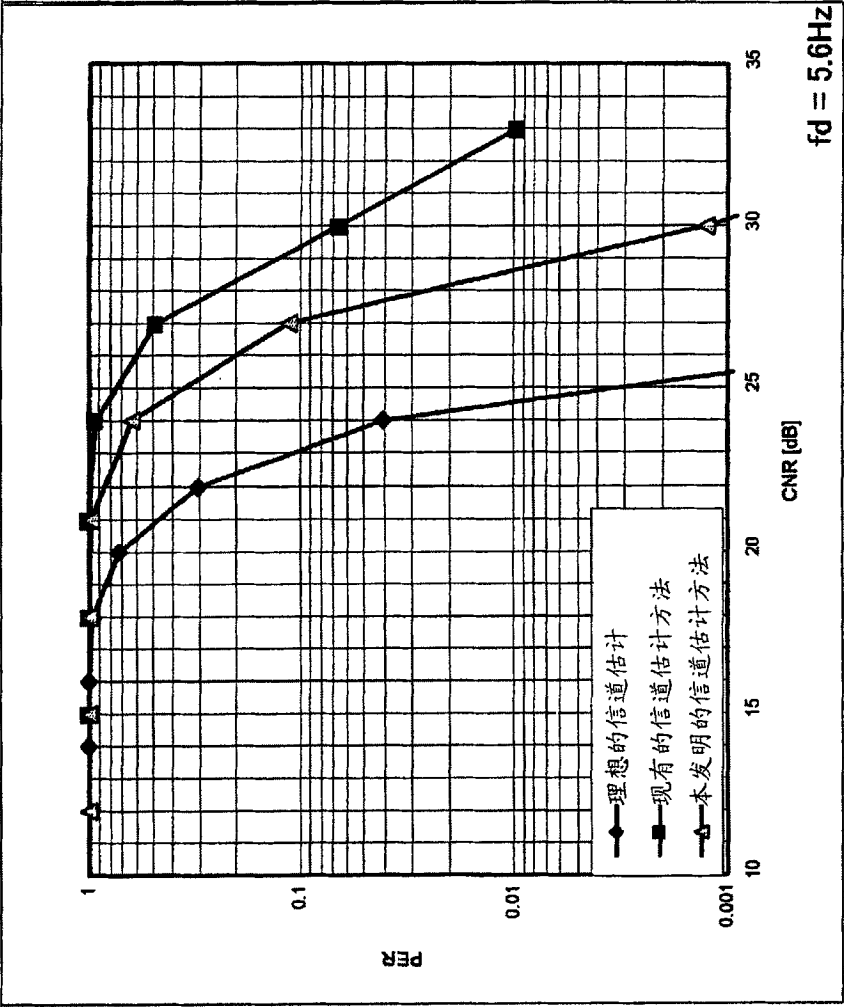


图 4A

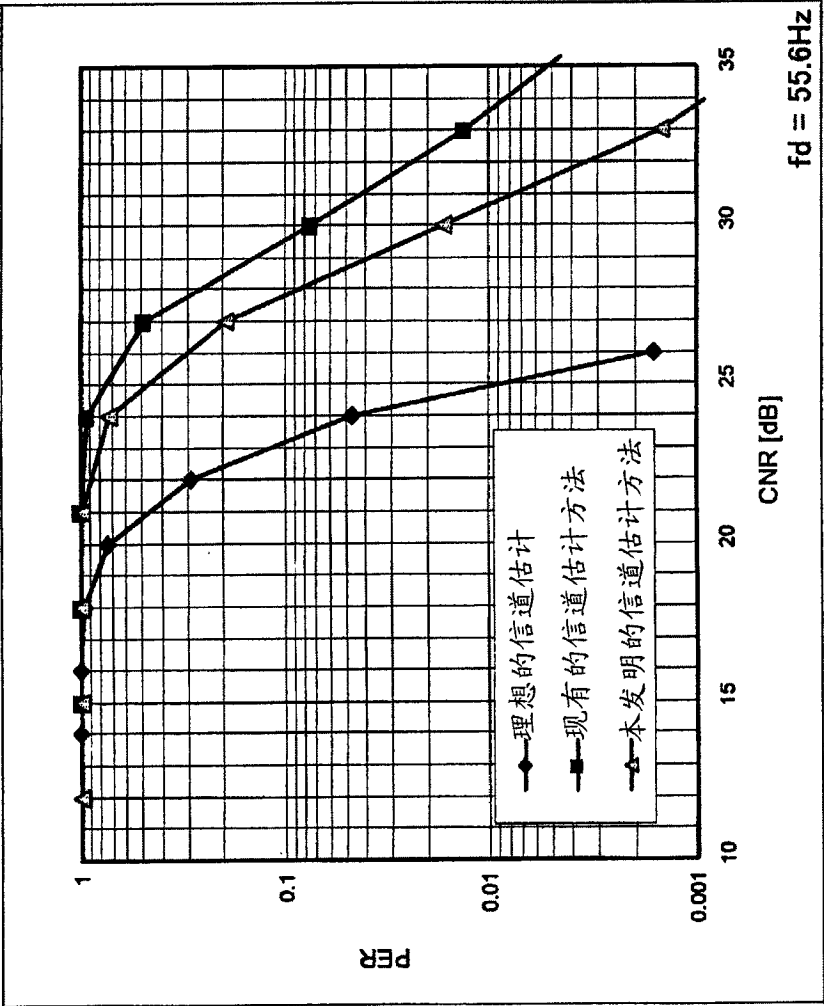


图 4B

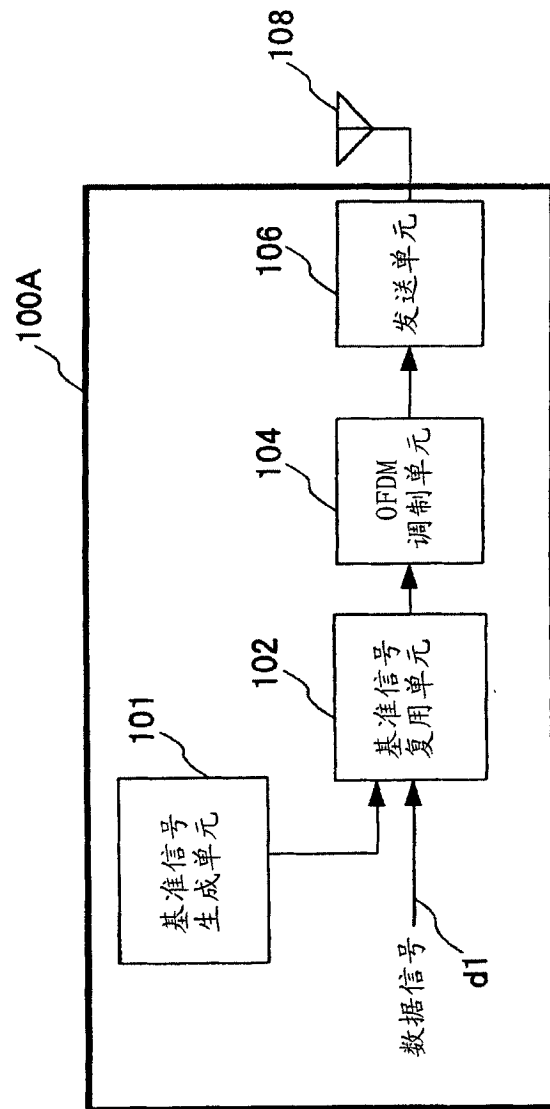


图 5

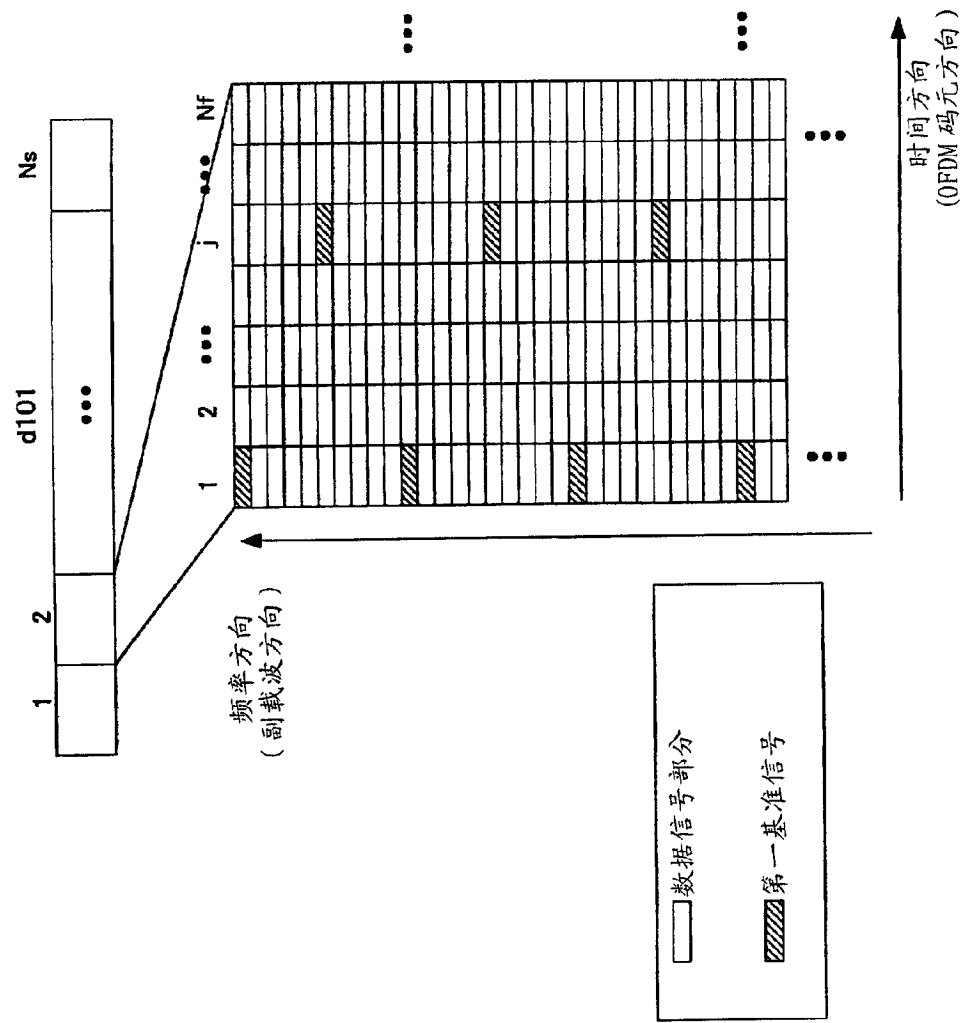


图 6

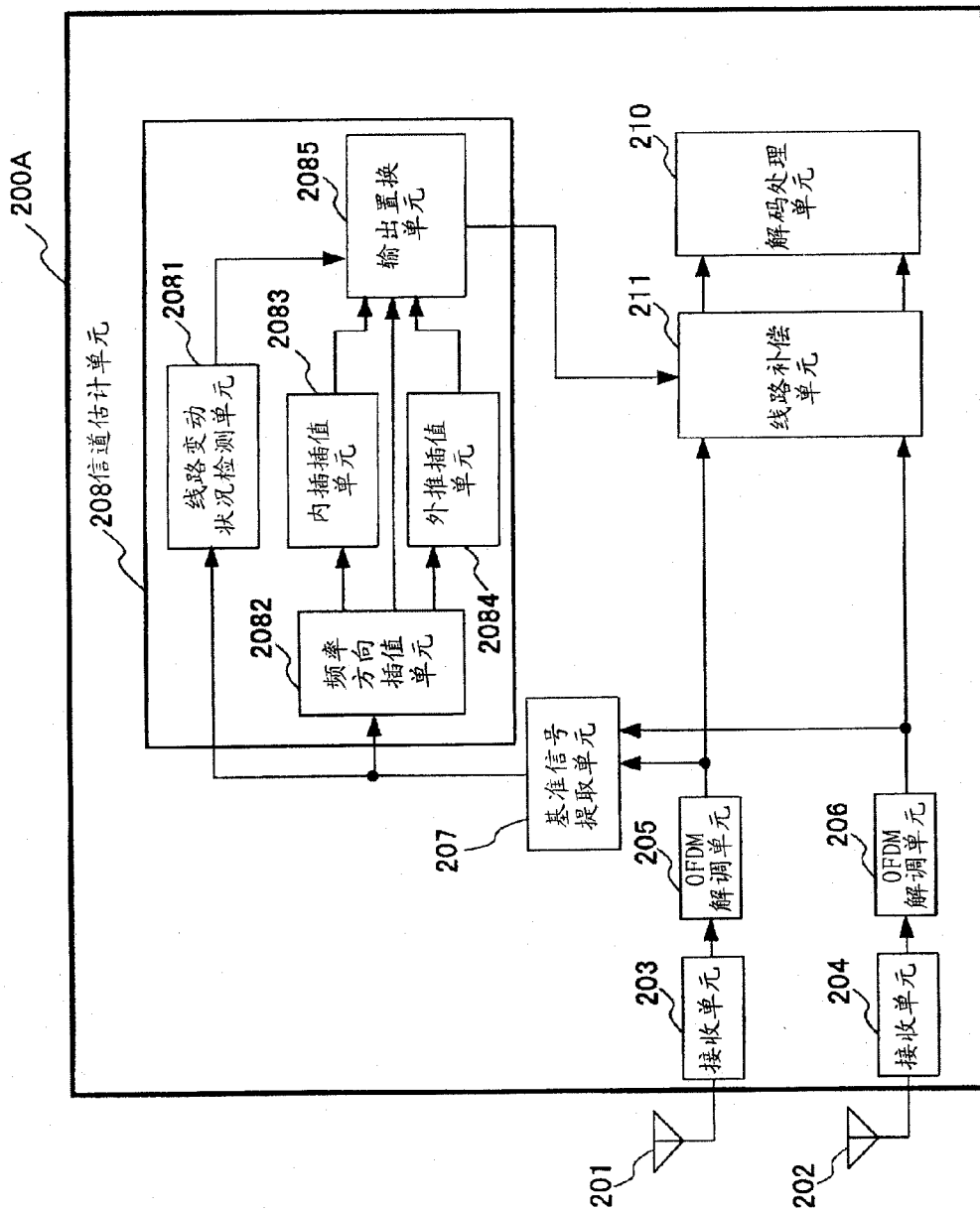


图 7

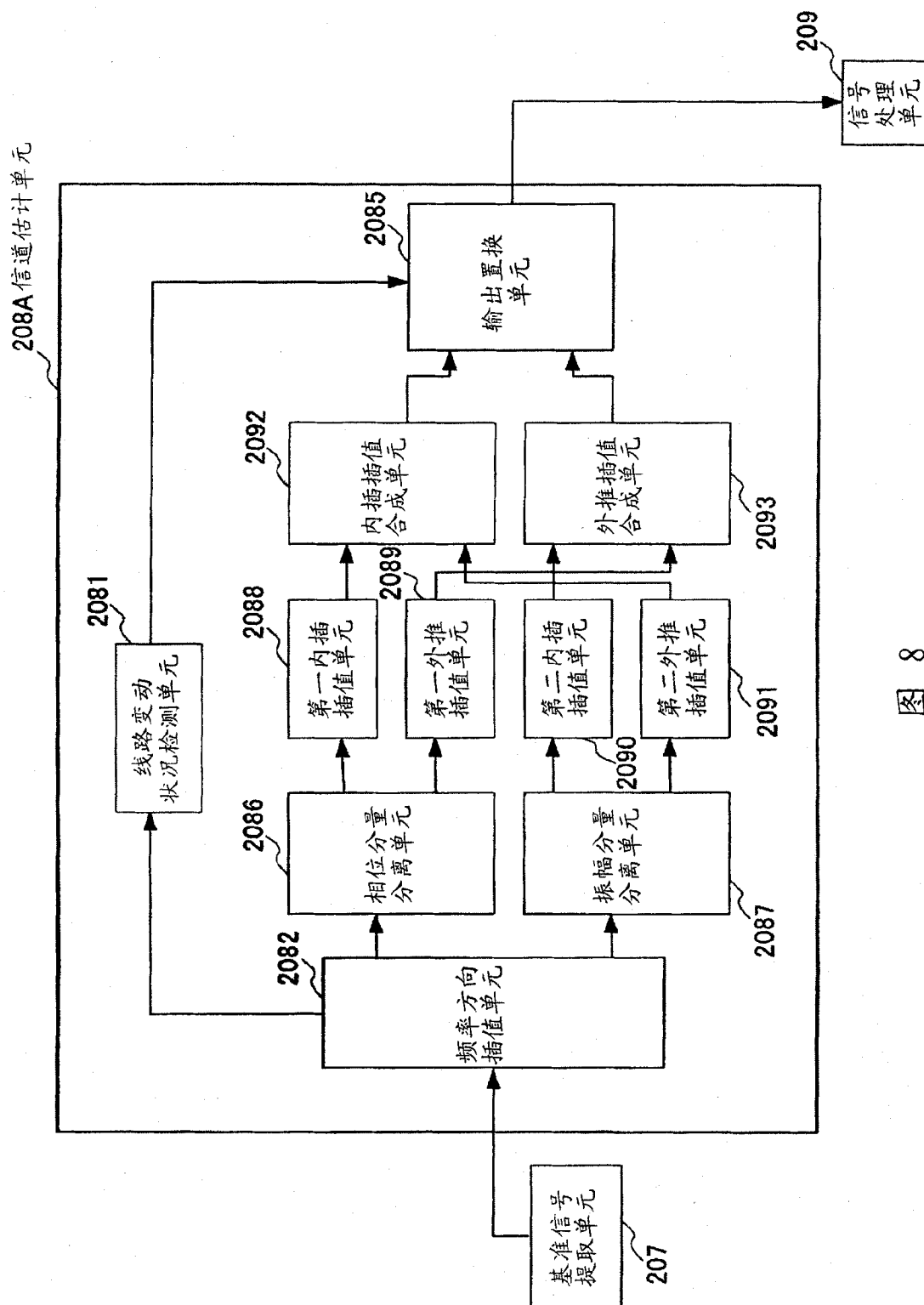


图 8

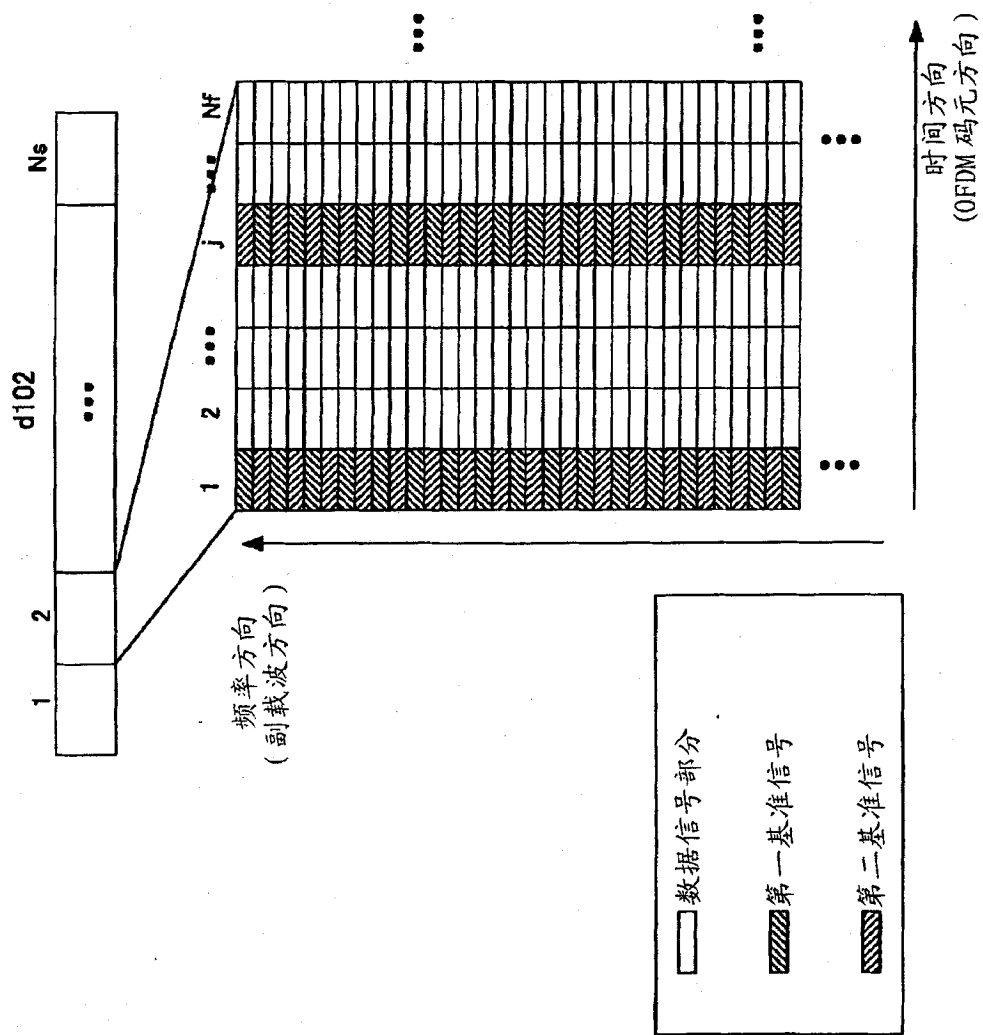


图 9

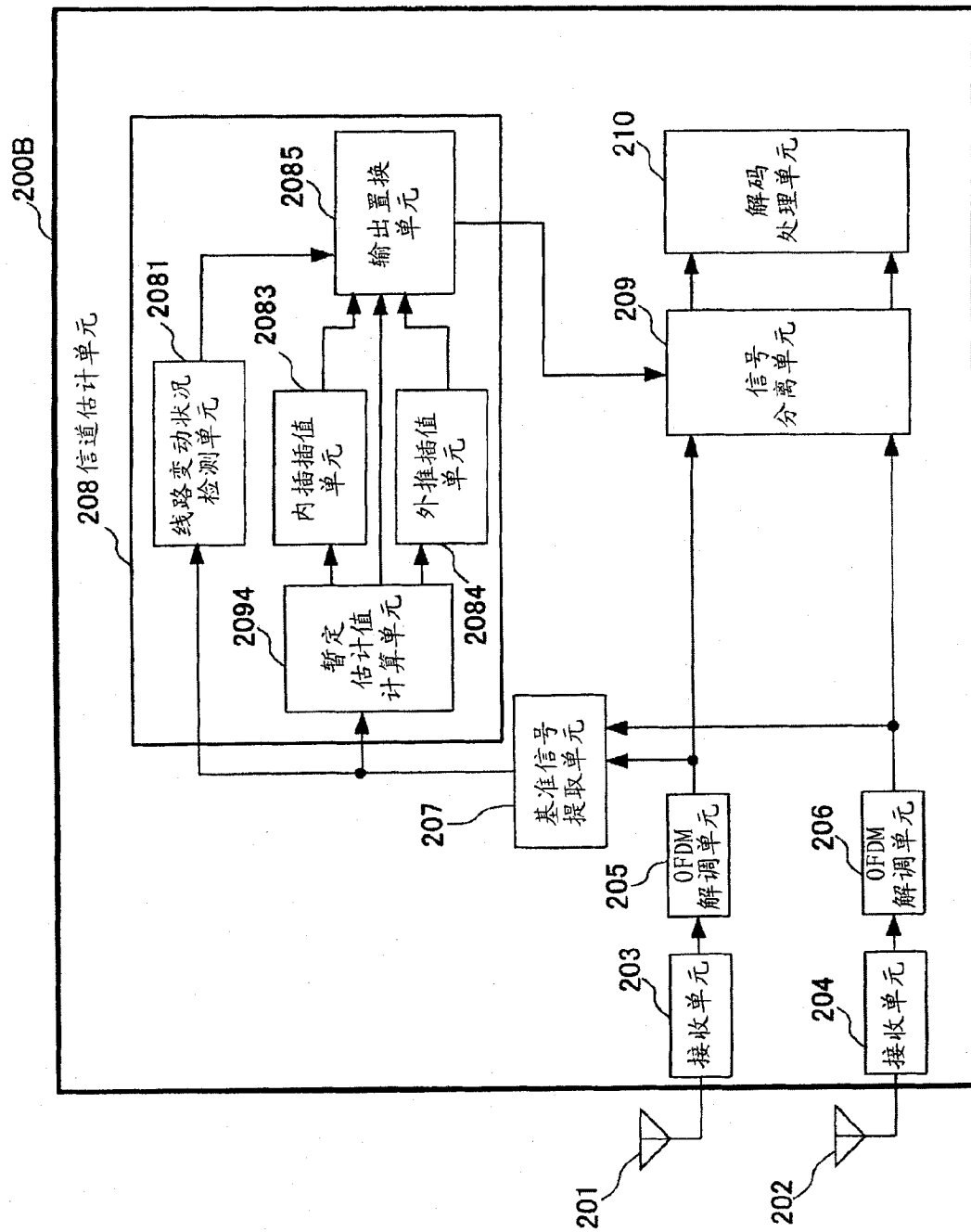


图 10

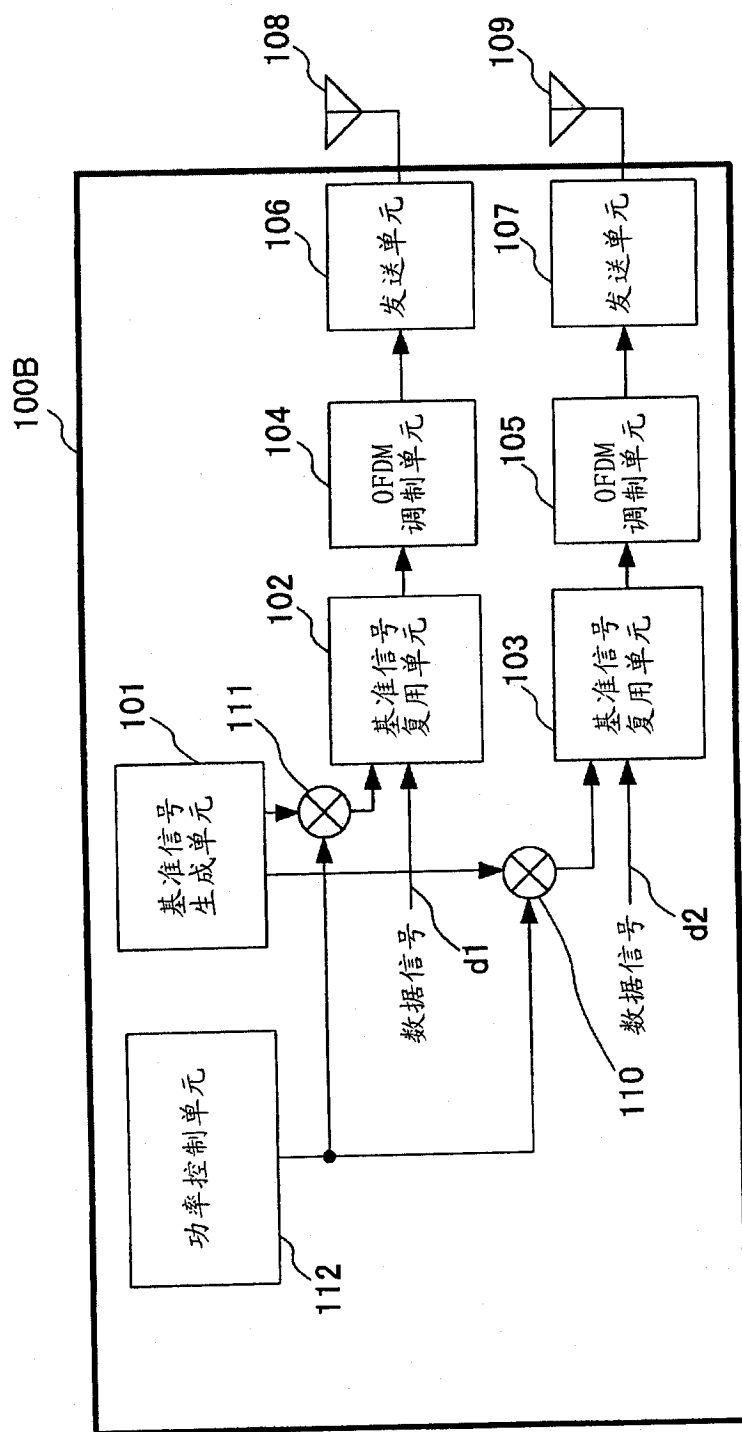


图 11

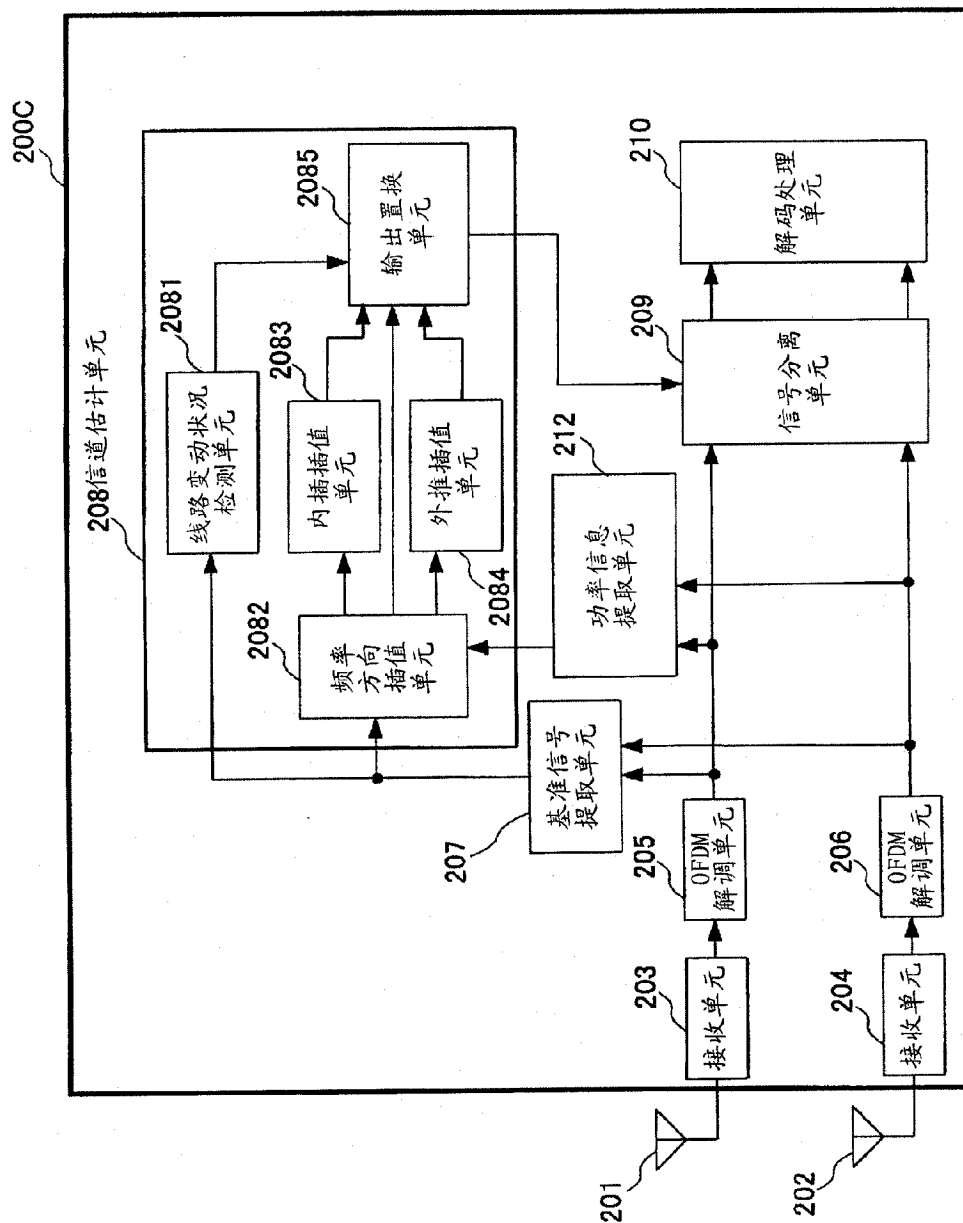


图 12

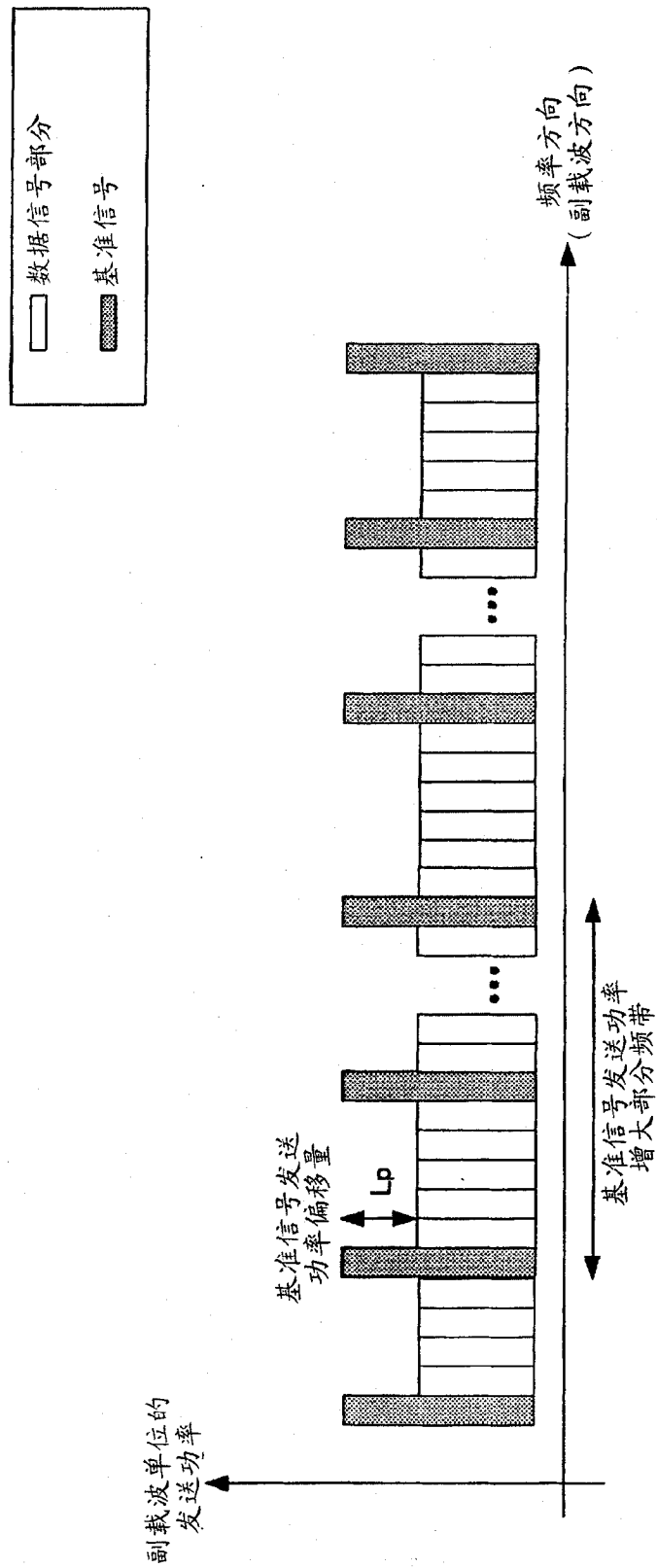


图 13

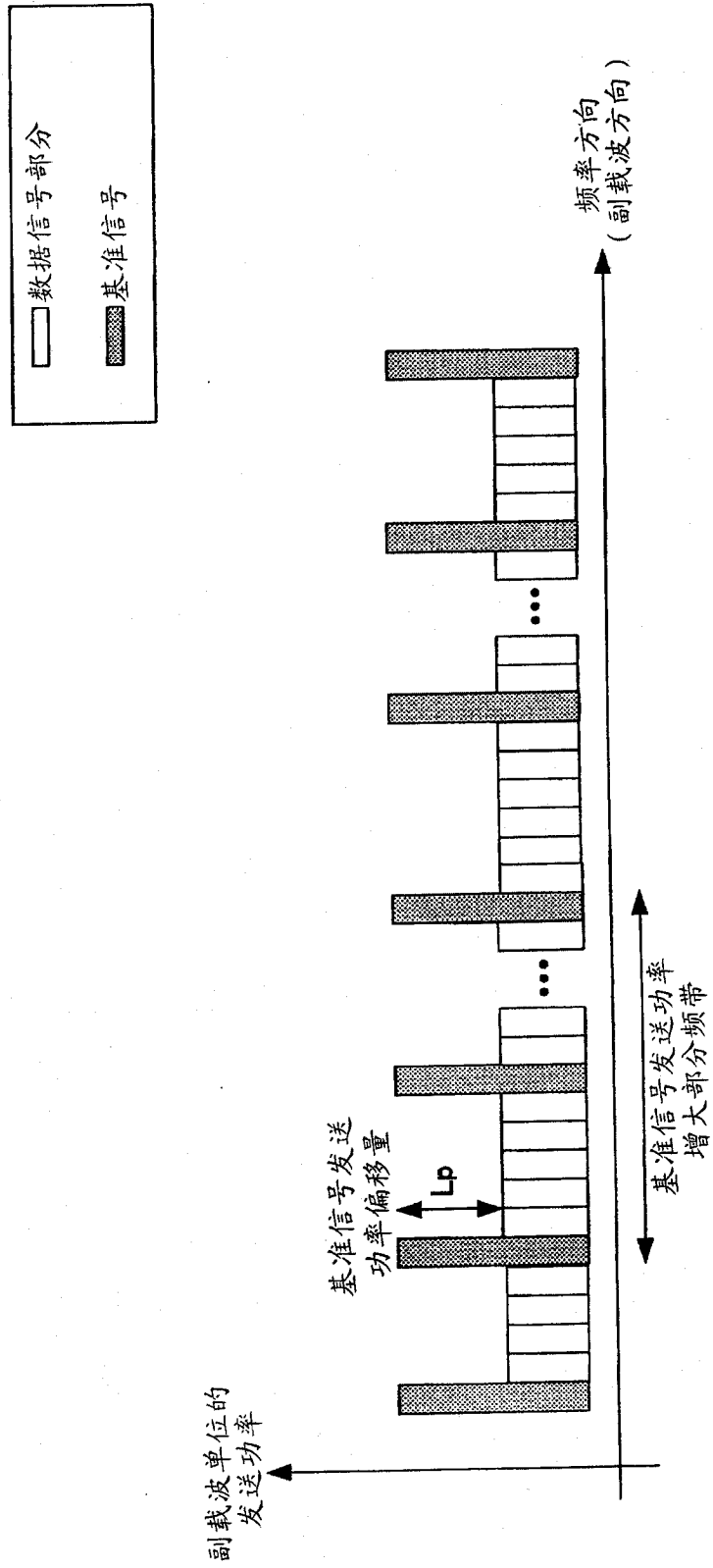


图 14

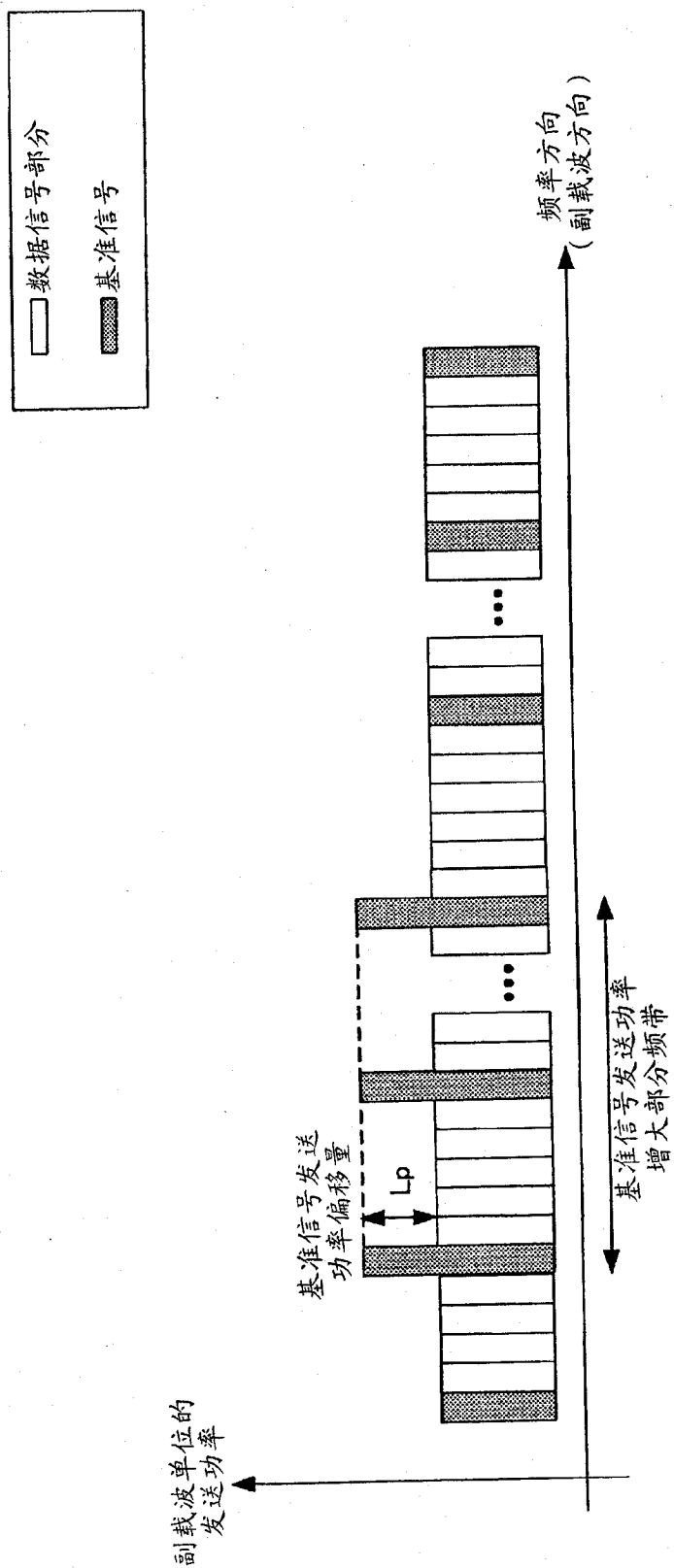


图 15

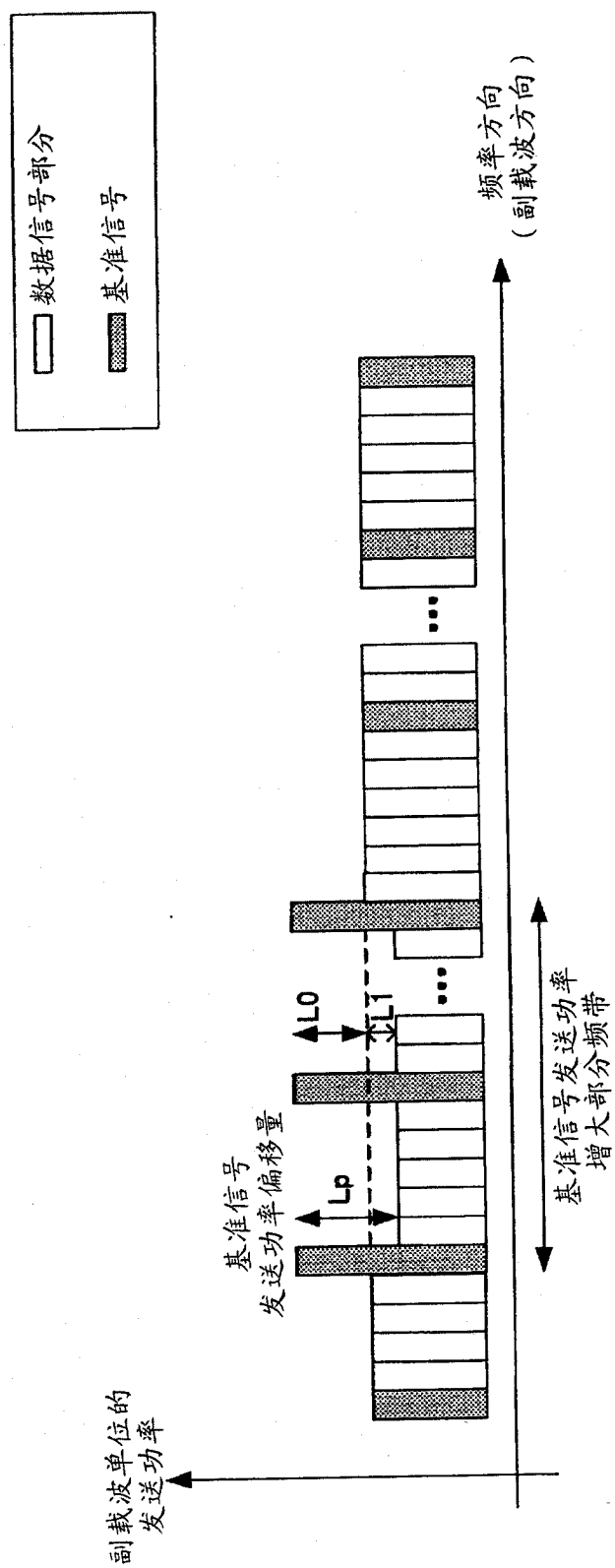


圖 16

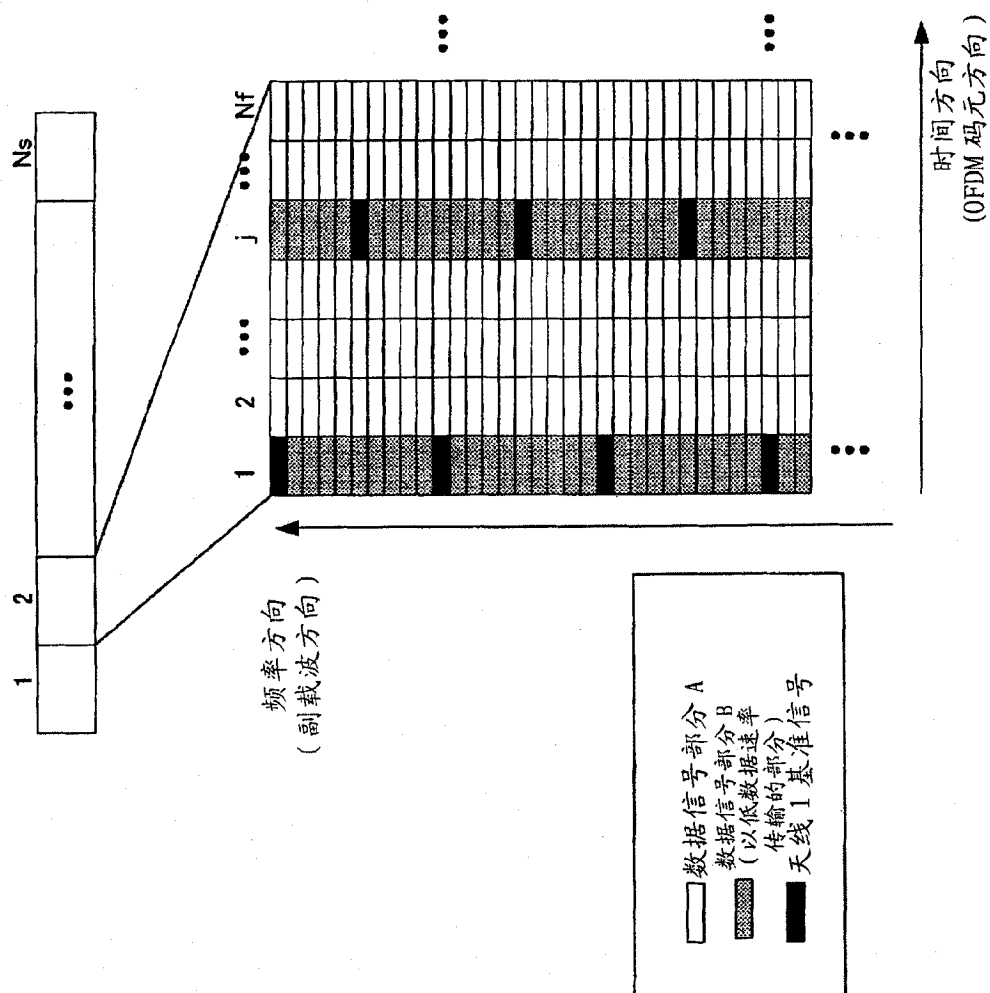


图 17

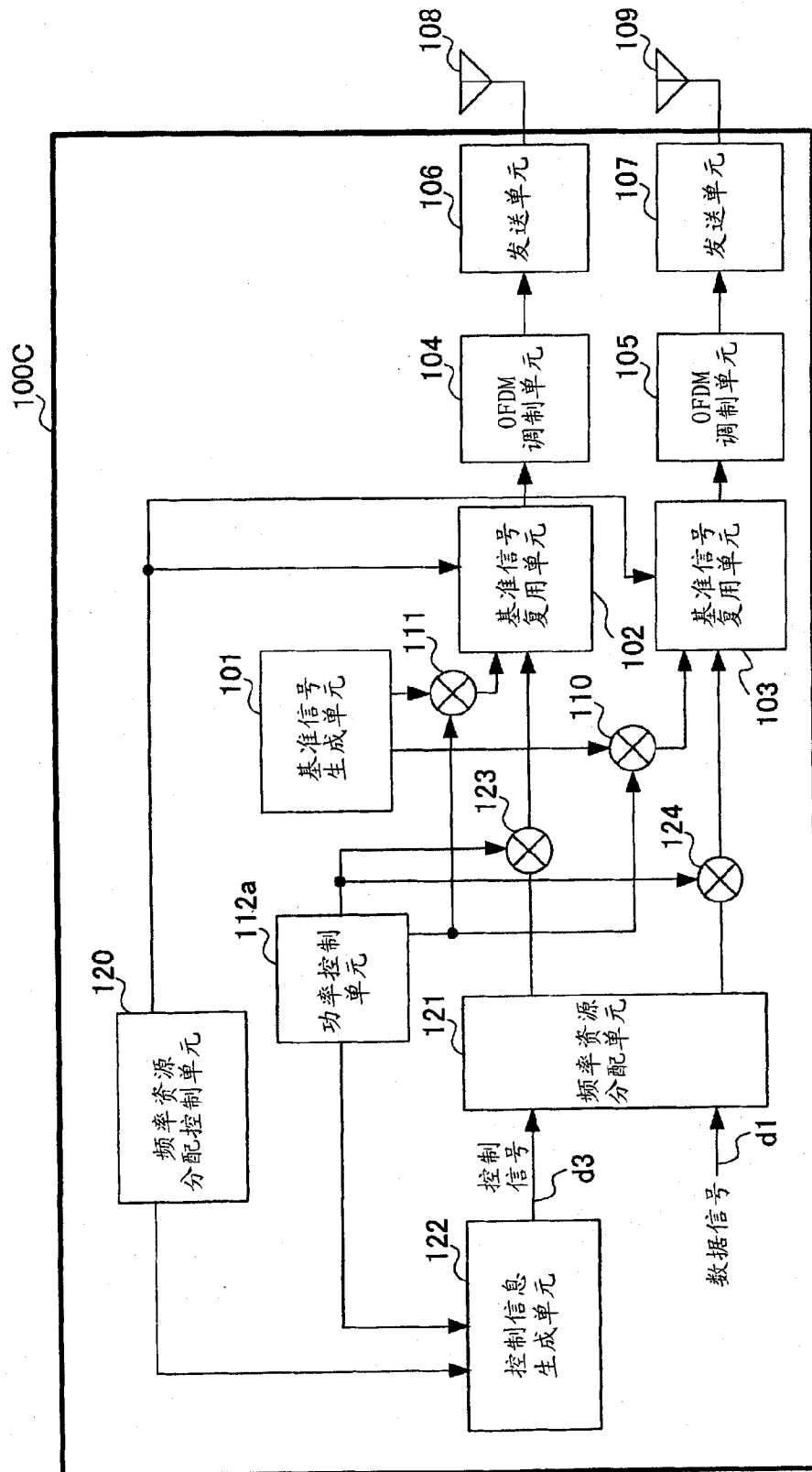


图 18

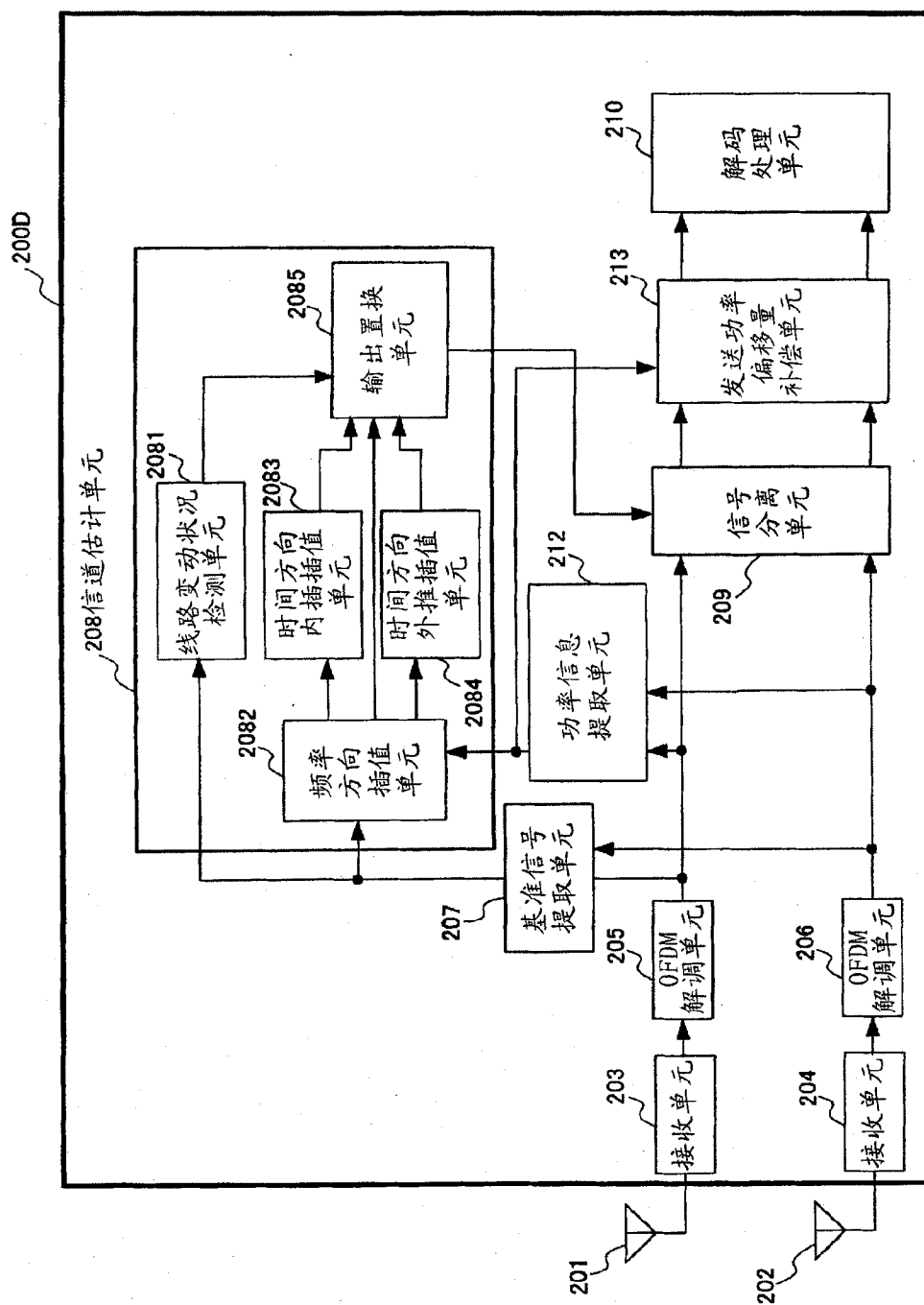


图 19

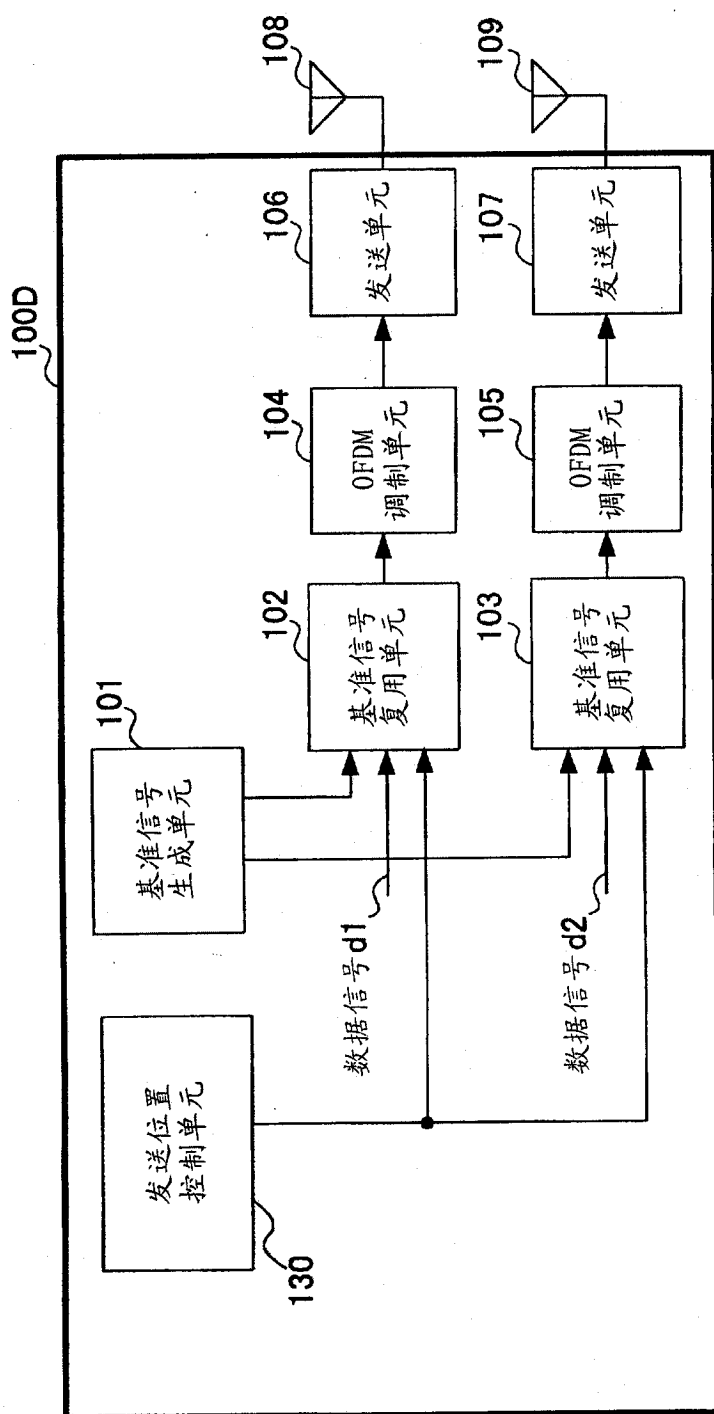


图 20

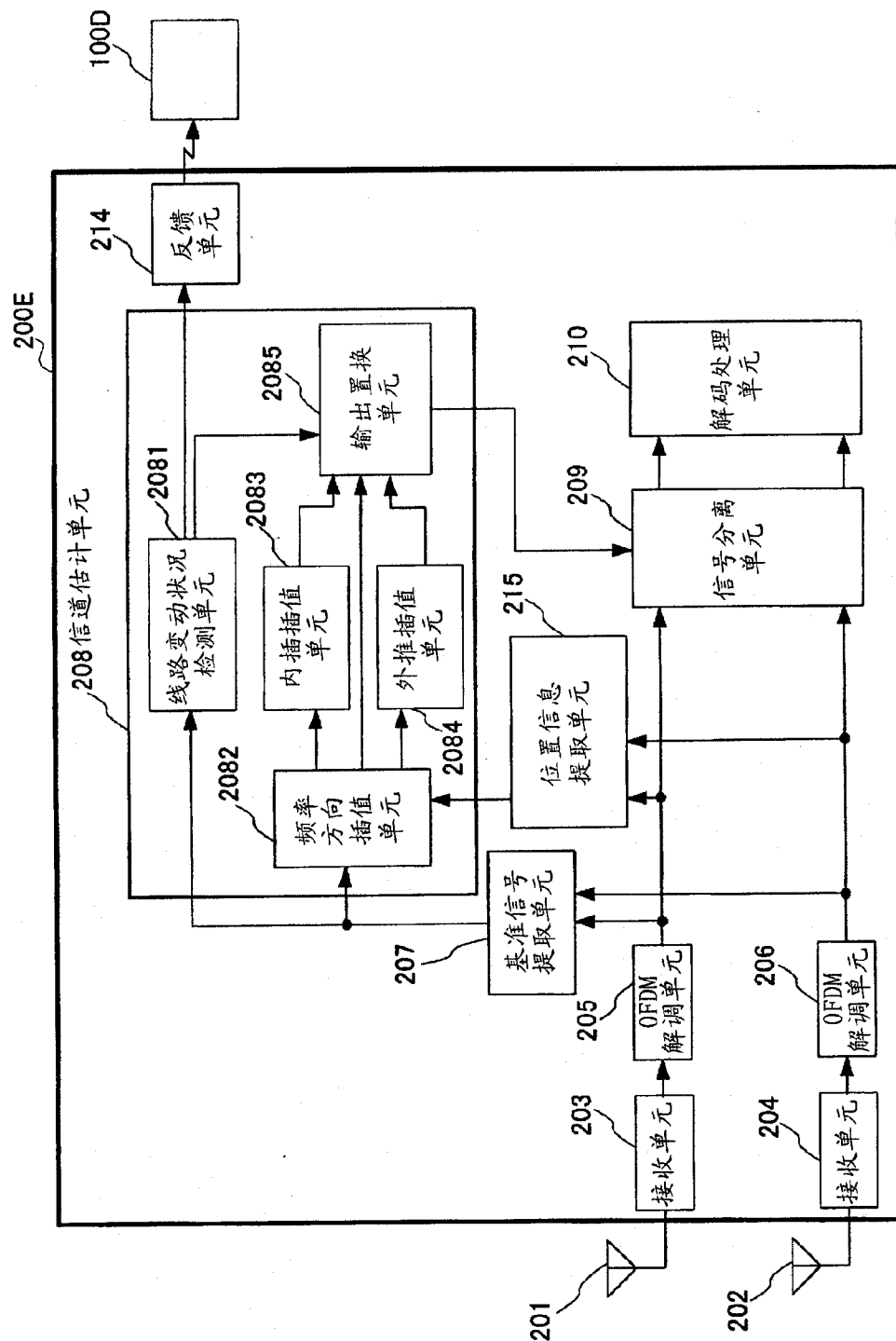


图 21