



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102612814 A

(43) 申请公布日 2012. 07. 25

(21) 申请号 201080050805. 7

H04B 7/04 (2006. 01)

(22) 申请日 2010. 08. 11

H04J 99/00 (2006. 01)

(30) 优先权数据

2009-259931 2009. 11. 13 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2012. 05. 10

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2010/063632 2010. 08. 11

(87) PCT申请的公布数据

W02011/058798 JA 2011. 05. 19

(71) 申请人 夏普株式会社

地址 日本国大阪府

(72) 发明人 加藤胜也 吉本贵司 山田良太

(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 张远

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006. 01)

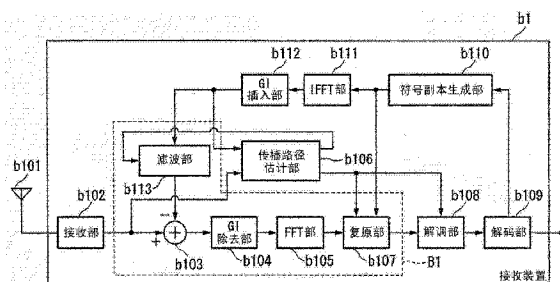
权利要求书 2 页 说明书 22 页 附图 13 页

(54) 发明名称

接收装置、接收方法及接收程序

(57) 摘要

本发明提供接收装置、接收方法及接收程序。传播路径估计部 (b106) 估计传播路径估计值。符号副本生成部 (b110) 生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本。信号提取部 (B1) 基于传播路径估计值和符号副本, 提取除去了干扰的接收信号的各副载波分量。解调部 (b108) 对信号提取部 (B1) 提取出的各副载波分量的信号进行解调。



1. 一种接收装置,其根据接收信号对信息进行解调,该接收装置的特征在于,具备:
传播路径估计部,其估计传播路径估计值;
符号副本生成部,其生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本;
信号提取部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号
的各副载波分量;和
解调部,其对所述信号提取部提取出的各副载波分量的信号进行解调。
2. 根据权利要求1所述的接收装置,其特征在于,
所述信号提取部具备:
滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域中的接收信号的
副本的接收信号副本;
减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;
时间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和
复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本来生成期望信号的副本信号,在
所述时间频率变换部进行变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,并提取接收
信号
的各副载波分量。
3. 根据权利要求2所述的接收装置,其特征在于,
所述复原部提取所述时间频率变换部进行变换后的频域信号的副载波分量,并在提取
出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量。
4. 根据权利要求2所述的接收装置,其特征在于,
所述复原部提取所述时间频率变换部进行变换后的频域信号的副载波分量,并在提取
出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的副载波分量即与该副载波接近
的副载波的分量。
5. 根据权利要求1至4的任一项所述的接收装置,其特征在于,
所述接收装置具备多个天线,
所述接收装置与发送装置进行MIMO传输方式的通信。
6. 根据权利要求5所述的接收装置,其特征在于,
所述解调部基于所述传播路径估计值进行MIMO分离。
7. 根据权利要求6所述的接收装置,其特征在于,
所述接收装置将从发送装置所具备的多个天线各自发送的信号序列即信息流的信号,
作为所述接收信号来接收,
所述信号提取部具备:
滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域中的接收信号的
副本的接收信号副本;
减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;
时间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和
复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本生成期望信号的副本信号,在所
述时间频率变换部进行变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,并提取接收信
号
的各副载波分量,
所述复原部提取所述时间频率变换部进行变换后的频域信号的副载波分量,并在提取

出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量中的期望的信息流分量。

8. 根据权利要求 6 所述的接收装置,其特征在于,

所述接收装置将从发送装置所具备的多个天线各自发送的信号序列即信息流的信号,作为所述接收信号来接收,

所述信号提取部具备:

滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域中的接收信号的副本的接收信号副本;

减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;

时间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和

复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本生成期望信号的副本信号,在所述时间频率变换部进行变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,并提取接收信号各副载波分量,

所述复原部提取所述时间频率变换部进行变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量中的全部信息流分量。

9. 根据权利要求 1 至 8 的任一项所述的接收装置,其特征在于,

所述解调部以最小均方误差基准对信号进行解调。

10. 一种接收方法,是根据接收信号对信息进行解调的接收装置中的接收方法,该接收方法的特征在于,具有:

第 1 过程,传播路径估计部估计传播路径估计值;

第 2 过程,符号副本生成部生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本;

第 3 过程,信号提取部基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号各副载波分量;和

第 4 过程,解调部对由所述第 3 过程提取出的各副载波分量的信号进行解调。

11. 一种接收程序,使根据接收信号对信息进行解调的接收装置的计算机作为如下单元发挥功能:

传播路径估计单元,其估计传播路径估计值;

符号副本生成单元,其生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本;

信号提取单元,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号各副载波分量;和

解调单元,其对由所述信号提取单元提取出的各副载波分量的信号进行解调。

接收装置、接收方法及接收程序

技术领域

[0001] 本发明涉及接收装置、接收方法及接收程序。

[0002] 本申请基于 2009 年 11 月 13 日在日本申请的特愿 2009-259931 号主张优先权,并在此援引其内容。

背景技术

[0003] 在无线通信中,特别是涉及宽带传输的情况下,除了先行接收的路径之外,还存在经由来自建筑物或山等障碍物的反射等而延迟到来的路径,会成为码间干扰(ISI:Inter Symbol Interference;ISI)。这样,将多个路径到来的环境称作多路径环境。例如,在 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing;正交频分多址)、OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access;正交频分多址接入)、MC-CDM(Multi Carrier-Code Division Multiplexing;多载波-码分多址)等多载波传输中,通过向多载波的时域信号附加保护间隔(GI:Guard Interval),若是 GI 以内的延迟路径,则可防止产生 ISI。因此,若适当地设定 GI 长度,则能够实现不受 ISI 的影响的良好的传输品质。但是,当接收装置正在高速移动时,1 个 OFDM 符号内的传播路径变动变大,会产生载波间干扰(ICI:Inter Carrier Interference)。将这种环境称作高速衰落环境。ICI 使接收性能大幅下降。

[0004] 在非专利文献 1 中记载了 Turbo ICI 消除技术。具体而言,在非专利文献 1 中,根据纠错译码结果的比特对数似然比(LLR:Log Likelihood Ratio)生成 ICI 的副本(replica),通过从接收信号中除去生成的副本来抑制 ICI,对除去后剩余的信号进行 ICI 的除去残差抑压和最佳检测。

[0005] 【现有技术文献】

[0006] 【非专利文献】

[0007] 【非专利文献 1】伊藤 雅文、須山 聡、府川 和彦、鈴木 博、「高速フェージングによる ICI を除去するスキマツタード導頻信号用 OFDM ターボ干扰キャンセル受信」、電子信息通信学会技術報告、RCS2003-74、2003 年 7 月

发明内容

[0008] (发明要解决的问题)

[0009] 但是,在非专利文献 1 的技术中,由于在每个副载波中进行最佳检测,因此计算量会增大。具体而言,在非专利文献 1 的技术中,由于每个副载波的检测处理的乘算次数的阶次(order)是 $O(N)$ (N 是 FFT 的点数,即 FFT 点数的阶次),存在整体上成为 $O(N^2)$ 的阶次的问题。此外,在非专利文献 1 的技术中,生成最佳检测滤波需要 $O(N^2 \log_2 N)$ 的乘算次数,存在为了保存这些内容而需要大量的存储器的问题。

[0010] 这样,在现有技术中,具有在存在延迟路径的高速衰落环境下从接收信号检测信息时计算量增大的缺点。

[0011] 本发明鉴于上述情况而完成,提供一种在存在延迟路径的高速衰落环境下从接收信号检测信息时可防止计算量的增大的接收装置、接收方法、及接收程序。

[0012] (用于解决课题的单元)

[0013] (1) 本发明为了解决上述课题而完成,本发明的特征在于,在根据接收信号对信息进行解调的接收装置中,具备:传播路径估计部,其估计传播路径估计值;符号副本生成部,其生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本;信号提取部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号的各副载波分量;和解调部,其对所述信号提取部提取出的各副载波分量的信号进行解调。

[0014] 根据上述结构,接收装置提取除去了延迟波的接收信号的各副载波分量,并对提取出的各副载波分量的信号进行解调,因此能够防止计算量的增大。

[0015] (2) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述信号提取部具备:滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域中的接收信号的副本的接收信号副本;减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;时间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本生成期望信号的副本信号,并在所述时间频率变换部变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,以提取接收信号的各副载波分量。

[0016] (3) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述复原部提取所述时间频率变换部变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量。

[0017] (4) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述复原部提取所述时间频率变换部变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的副载波分量即与该副载波接近的副载波的分量。

[0018] (5) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述接收装置具备多个天线,所述接收装置与发送装置进行 MIMO 传输方式的通信。

[0019] (6) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述解调部基于所述传播路径估计值进行 MIMO 分离。

[0020] (7) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述接收装置将从发送装置所具备的多个天线各自发送的信号序列即信息流的信号,作为所述接收信号来接收,所述信号提取部具备:滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域的接收信号的副本的接收信号副本;减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;时间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本生成期望信号的副本信号,并在所述时间频率变换部变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,以提取接收信号的各副载波分量,所述复原部提取所述时间频率变换部变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量中的期望的信息流分量。

[0021] (8) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述接收装置将从发送装置所具备的多个天线各自发送的信号序列即信息流的信号,作为所述接收信号来接收,所述信号提取部具备:滤波部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本,生成作为时域的接收信号的副本的接收信号副本;减法部,其从所述接收信号中减去所述接收信号副本;时

间频率变换部,其将所述减法部进行相减之后得到的信号变换为频域信号;和复原部,其基于所述传播路径估计值和所述符号副本生成期望信号的副本信号,并在所述时间频率变换部变换后的频域信号上相加所述期望信号的副本信号,以提取接收信号的各副载波分量,所述复原部提取所述时间频率变换部变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加所述期望信号的副本信号的该副载波分量中的全部信息流分量。

[0022] (9) 此外,本发明的特征在于,在上述的接收装置中,所述解调部以最小均方误差基准对信号进行解调。

[0023] (10) 此外,本发明的接收方法是根据接收信号对信息进行解调的接收装置中的接收方法,其具有:传播路径估计部估计传播路径估计值的第1过程;符号副本生成部生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本的第2过程;信号提取部基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号的各副载波分量的第3过程;和解调部对由所述第3过程提取出的各副载波分量的信号进行解调的第4过程。

[0024] (11) 此外,本发明的接收程度使根据接收信号对信息进行解调的接收装置的计算机作为如下单元发挥功能:估计传播路径估计值的传播路径估计单元;生成作为解调后的信息的调制符号的符号副本的符号副本生成单元;基于所述传播路径估计值和所述符号副本,提取除去了干扰的接收信号的各副载波分量的信号提取单元;和对由所述信号提取单元提取出的各副载波分量的信号进行解调的解调单元。

[0025] (发明效果)

[0026] 根据本发明,在无线通信接收装置中,在存在延迟路径的高速衰落环境下从接收信号检测信息时,可防止计算量的增大。

附图说明

[0027] 图1是本发明的第1实施方式所涉及的通信系统的示意图。

[0028] 图2是表示本实施方式所涉及的发送装置的结构示意框图。

[0029] 图3是表示本实施方式所涉及的接收装置的结构示意框图。

[0030] 图4是表示本实施方式所涉及的接收信号的一例的示意图。

[0031] 图5是表示本实施方式所涉及的接收装置的动作流程图。

[0032] 图6是表示本实施方式所涉及的通信系统的仿真条件的一例的示意图。

[0033] 图7是表示本实施方式所涉及的通信系统的仿真结果的一例的示意图。

[0034] 图8是表示本发明的第2实施方式所涉及的接收装置的结构示意框图。

[0035] 图9是表示本实施方式所涉及的接收装置的动作流程图。

[0036] 图10是表示本发明的第3实施方式所涉及的发送装置的结构示意框图。

[0037] 图11是表示本实施方式所涉及的接收装置的结构示意框图。

[0038] 图12是表示本实施方式所涉及的接收信号副本生成部的结构示意框图。

[0039] 图13是表示本实施方式所涉及的接收装置的动作流程图。

具体实施方式

[0040] (第1实施方式)

[0041] 以下,参照附图,详细说明本发明的第1实施方式。

[0042] 图 1 是本发明的第 1 实施方式所涉及的通信系统的示意图。

[0043] 在该图中,通信系统具备发送装置 A 和接收装置 B。该图表示:从发送装置 A 发送的发送信号通过建筑物等的反射,经由 $D+1$ 个(在图 1 中是 $D=3$)的传播路径(也称作路径) $d(d=0,1,2,\dots,D)$ 而被接收装置 B 接收。另外, d 是按短的传播路径的顺序(经过了传播路径的信号到达时间早的顺序)以升序赋予了序号(将 d 称作传播路径序号)。此外, D 表示最大的传播路径序号,例如, $D=3$ 时传播路径是 4 个。

[0044] 以下,在本实施方式中,将发送装置 A 称作发送装置 a1,将接收装置 B 称作接收装置 b1。

[0045] <关于发送装置 a1 的结构>

[0046] 图 2 是表示本实施方式所涉及的发送装置 a1 的结构示意框图。在该图中,发送装置 a1 构成为包括:导频生成部 a101、编码部 a102、调制部 a103、映射部 a104、IFFT 部 a105、GI 插入部 a106、发送部 a107、和发射天线部 a108。

[0047] 导频生成部 a101 生成接收装置 b1 预先存储其波形(或其信号序列)的振幅值的导频信号,并输出给映射部 a104。

[0048] 编码部 a102 利用卷积码、turbo 码、LDPC(Low Density Parity Check:低密度奇偶校验检查)码等纠错码来对发送到接收装置 b1 的信息比特进行编码,生成编码比特。编码部 a102 向调制部 a103 输出所生成的编码比特。

[0049] 调制部 a103 利用 PSK(Phase Shift Keying:相移调制)或 QAM(Quadrature amplitude modulation:正交振幅调制)等调制方式对从编码部 a102 输入的编码比特进行调制,生成调制符号。调制部 a103 向映射部 a104 输出所生成的调制符号。

[0050] 映射部 a104 基于预先确定的映射信息,使从导频生成部 a101 输入的导频信号、和从调制部 a103 输入的调制符号与映射至资源(时间-频带)生成频域信号,并向 IFFT 部 a105 输出所生成的频域信号。另外,所谓资源是在发送装置 a1 发送的帧中由 1 个副载波和 1 个后述的 FFT 区间构成的、配置调制符号的单位。此外,映射信息是由发送装置 a1 决定的,且是从发送装置 a1 预先向接收装置 b1 通知的。

[0051] IFFT 部 a105 对从映射部 a104 输入的频域信号进行频率-时间变换,生成时域信号。在此,将进行 IFFT 的单位的的时间区间称作 FFT 区间。IFFT 部 a105 向 GI 插入部 a106 输出生成的时域信号。

[0052] GI 插入部 a106 按照每个 FFT 区间的信号,向从 IFFT 部 a105 输入的时域信号附加保护间隔。在此,所谓保护间隔是复制了 FFT 区间的信号的后方的一部分的信号,GI 插入部 a106 在该 FFT 区间的信号的前方附加该复制后的信号。

[0053] 另外,将 FFT 区间、和 GI 插入部 a106 在该时间区间的信号上附加的保护间隔的时间区间(称作 GI 区间)统称为 OFDM 符号区间。此外,将 OFDM 符号区间的信号称作 OFDM 符号。GI 插入部 a106 向发送部 a107 输出附加了保护间隔的信号。

[0054] 发送部 a107 对从 GI 插入部 a106 输入的信号进行数字/模拟变换,对变换后的模拟信号进行波形整形。发送部 a107 将波形整形后的信号从基带上变频到无线频带,并从发射天线 a108 发送到接收装置 b1。

[0055] <关于接收装置 b1 的结构>

[0056] 图 3 是表示本实施方式所涉及的接收装置 b1 的结构示意框图。在该图中,接

收装置 b1 构成为包括：接收天线 b101、接收部 b102、减法部 b103、GI 除去部 b104、FFT 部 b105、传播路径估计部 b106、复原部 b107、解调部 b108、解码部 b109、符号副本生成部 b110、IFFT 部 b111、GI 插入部 b112、和滤波部 b113。在此，将减法部 b103、GI 除去部 b104、FFT 部 b105、复原部 b107、滤波部 a113 称作信号提取部 B1。

[0057] 接收部 b102 经由接收天线 b101 接收发送装置 a1 发送的发送信号。接收部 b102 对接收的信号进行频率变换和模拟-数字变换。接收部 b102 存储进行了变换的接收信号。接收部 b102 在初次处理、和后述的滤波部 b113 向减法部 b103 输入接收信号副本的时刻，向减法部 b103 和传播路径估计部 b106 输出存储的接收信号。

[0058] 减法部 b103 从来自接收部 b102 的接收信号中减去从后述的滤波部 b113 输入的接收信号副本。减法部 b103 向 GI 除去部 b104 输出减去了接收信号副本之后的信号。

[0059] 另外，在初次处理时，不进行从滤波部 b113 到减法部 b103 的输入（为零），减法部 b103 将从接收部 b102 输入的接收信号直接输出给 GI 除去部 b104。

[0060] GI 除去部 b104 从由减法部 b103 输入的信号中除去 GI，并向 FFT 部 b105 输出除去了 GI 的信号。

[0061] FFT 部 b105 对从 GI 除去部 b104 输入的时域信号进行时间频率变换，并向复原部 b107 输出变换后的频域信号。

[0062] 传播路径估计部 b106 基于从接收部 b102 输入的接收信号、和后述的从 GI 插入部 b112 输入的发送信号副本信号，在 OFDM 符号区间估计信道脉冲响应。在此，在信道脉冲响应的估计中，可以利用 RLS (Recursive Least Square ;递归最小平方) 算法，也可以利用其他算法，例如 LMS (Least Mean Square ;最小均方法) 算法等。另外，在初次处理时，不进行从 GI 插入部 b112 到传播路径估计部 b106 的输入（为零），传播路径估计部 b106 基于预先存储的导频信号、和从接收部 b102 输入的接收信号，估计在 OFDM 符号区间时间变动的信道脉冲响应。

[0063] 传播路径估计部 b106 向滤波部 b113 输出估计出的信道脉冲响应。此外，传播路径估计部 b106 对估计出的信道脉冲响应进行时间频率变换，并向复原部 b107 和解调部 b108 输出变换后的频域信号、即频率响应。

[0064] 此外，传播路径估计部 b106 根据估计出的频率响应和预先存储的导频信号，生成导频信号的副本。传播路径估计部 b106 基于接收信号的导频信号、和生成的导频信号的副本，计算噪声功率。此外，传播路径估计部 b106 基于估计出的频率响应和导频信号，计算 ICI 的功率（称作 ICI 功率）。另外，将在后面与动作原理一起详细说明传播路径估计部 b106 所进行的噪声功率及 ICI 功率的计算处理。传播路径估计部 b106 向解调部 b108 输出计算出的噪声功率和 ICI 功率。

[0065] 复原部 b107 按每个副载波在后述的从符号副本生成部 b110 输入的符号副本上乘以从传播路径估计部 b106 输入的频率响应，生成受到了传播路径的影响的期望信号的副本信号。复原部 b107 按每个副载波，在从 FFT 部 b105 输入的信号上相加所生成的副本信号。即，复原部 b107 基于传播路径估计值和符号副本来生成期望信号的副本信号，并在 FFT 部 b105 变换后的频域信号上相加该期望信号的副本信号，提取接收信号的各副载波分量。

[0066] 复原部 b107 向解调部 b108 输出相加了副本信号的信号。

[0067] 另外，在初次处理时，不进行从符号副本生成部 b110 到复原部 b107 的输入（为

零),复原部 b107 将从 FFT 部 b105 输入的信号直接输出给解调部 b108。

[0068] 如以上所述,信号提取部 B1 基于传播路径估计值和符号副本,从接收信号中除去接收信号副本,复原期望信号,从而提取除去了 ICI(干扰)的接收信号的各副载波分量。

[0069] 解调部 b108 利用从传播路径估计部 b106 输入的频率响应、噪声功率、和 ICI 功率,计算出利用 ZF(Zero Forcing)基准、MMSE(Minimum Mean Square Error)基准等的滤波系数。解调部 b108 利用计算出的滤波系数,进行信号的振幅和相位的变动的补偿(称作传播路径补偿)。解调部 b108 基于从发送装置 a1 预先通知的映射信息,对进行了传播路径补偿的信号进行去映射,并对去映射后的信号进行解调处理。解调部 b108 向解码部 b109 输出解调处理的结果、即比特对数似然比(LLR;Log Likelihood Ratio)。

[0070] 解码部 b109 例如利用最大似然解码法(MLD;Maximum Likelihood Decoding)、最大事后概率估计(MAP;Maximum A posteriori Probability)、log-MAP、Max-log-MAP、SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm)等,对从解调部 b108 输入的解调符号进行解码处理。

[0071] 该解码处理的结果是判定为未检测到错误的情况下,或者判定为进行了既定次数的处理的情况下,解码部 b109 将解码结果的比特对数似然比作为信息数据比特来输出。另一方面,在判定为检测到错误且未进行规定次数的处理的情况下,解码部 b109 向符号副本生成部 b110 输出解码结果的比特对数似然比。

[0072] 符号副本生成部 b110 计算从解码部 b109 输入的比特对数似然比的期待值,并对计算出的期待值进行解码和调制来生成调制符号(称作符号副本)。符号副本生成部 b110 基于从发送装置 a1 预先通知的映射信息,对生成的符号副本进行映射。符号副本生成部 b110 向复原部 b107 和 IFFT 部 b111 输出映射后的符号副本。

[0073] IFFT 部 b111 对从符号副本生成部 b110 输入的符号副本进行频率时间变换,向 GI 插入部 b112 输出变换后的时域的副本信号。

[0074] GI 插入部 b112 按每个 FFT 区间的信号,对从 IFFT 部 b111 输入的副本信号附加保护间隔,生成发送信号副本。GI 插入部 b112 向传播路径估计部 b106 和滤波部 b113 输出所生成的发送信号副本。

[0075] 滤波部 b113 基于从传播路径估计部 b106 输入的信道脉冲响应、和从 GI 插入部 b112 输入的发送信号副本,生成接收信号副本。滤波部 b113 向减法部 b103 输出所生成的接收信号副本。

[0076] 接收装置 b1 直到解码部 b109 不再检测出错误为止、或者直到既定次数为止,对同一信号反复进行上述的减法部 b103 至滤波部 b113 为止的处理(称作反复处理)。

[0077] 图 4 是表示本实施方式所涉及的接收信号的一例的示意图。该图是最大延迟未超过 GI 长度、且没有因前面的 OFDM 符号引起的干扰时的图。

[0078] 在该图中,将经由图 1 的传播路径序号 1、2、3、4 的传播路径接收到的接收信号分别设为 0th path、1st path、2nd path、3rd path,并从上开始按顺序示出。

[0079] 另外,在图 4 中,横轴是时间轴,是以预先确定的时间宽度划分的离散时刻。在该图中,以左上倾斜的斜线画阴影的区域表示 GI(Guard Interval;保护间隔)。此外,以右上倾斜的斜线画阴影的区域表示前后的 OFDM 符号的接收信号。

[0080] 此外,N 是 FFT(Fast Fourier Transform;傅立叶变换)区间的点数(也可以是

IFFT(Inverse Fast Fourier Transform;逆傅立叶变换)区间的点数), N_g 是 GI 的点数。在此, 点数是离散时刻的数量。

[0081] <关于动作原理>

[0082] 以下, 参照图 3 说明接收装置 b1 的动作原理。

[0083] 首先, 说明初次处理的动作原理。接收部 b102 接收到的第 k 离散时刻的接收信号 r_k 可由下式 (1)、(2) 来表示。

$$[0084] \quad r_k = \sum_{d=0}^D h_{d,k} s_{k-d} + z_k \quad \cdot \cdot \cdot (1)$$

[0085]

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n \exp\left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g)\right] \quad \cdot \cdot \cdot (2)$$

[0086] 在此, D 是最大的传播路径序号, $h_{d,k}$ 是传播路径序号 d 的路径 (称作第 d 路径) 内的第 k 离散时刻的复数振幅, s_k 是时域的发送信号, z_k 是时域的噪声。此外, N 是 FFT 区间的点数, S_n 是第 n 副载波的调制信号, N_g 是 GI 区间的点数 (参照图 4), j 是虚数单位。

[0087] 可由下式 (3)、(4) 表示 FFT 部 b105 对 FFT 区间 (图 4 的 $k = N_g$ 到 $k = N_g + N - 1$) 的接收信号 r_k 进行了时间频率变换后的信号 R_n 。

$$[0088] \quad R_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} r_k \exp\left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g)\right]$$

$$[0089] \quad = W_{n,n} S_n + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m} S_m + Z_n \quad \cdot \cdot \cdot (3)$$

[0090]

$$W_{n,m} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{d,k} \exp\left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g)\right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad \cdot \cdot \cdot (4)$$

[0091] 在此, $W_{n,m}$ 是第 m 副载波到第 n 副载波的信号的泄漏系数, 并且 Z_n 是第 n 副载波中的噪声。此外, 在式 (4) 中, $m = n$ 时的 $W_{n,n}$ 是第 n 副载波的频率响应, 可由下式 (5) 来表示。

[0092]

$$W_{n,n} = \sum_{d=0}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{d,k} \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad \cdot \cdot \cdot (5)$$

[0093] 另外,式(5)与相对于在OFDM符号内时间变动的信道脉冲响应的时平均的离散傅立叶变换结果一致。在初次处理中,传播路径估计部b106利用导频信号直接估计 $W_{n,n}$ 。在初次处理中,由式(3)表示的信号从FFT部b105经由复原部b107而直接被输出到解调部b108。解调部b108在利用了例如MMSE基准的滤波的情况下,利用下式(6)计算出解调符号 S'_n 。

$$[0094] \quad S'_n = \frac{W_{n,n}^*}{W_{n,n}^* W_{n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} R_n \quad \cdot \cdot \cdot \quad (6)$$

[0095] 在此, Y^* 是 Y 的共轭复数。由于初次处理是在不进行消除ICI的情况下进行的接收处理,因此受到其影响,传输特性会恶化。此外,在式(6)中, σ_z^2 是噪声功率, σ_I^2 是ICI功率,传播路径估计部b106利用下式(7)、(8)进行计算。

[0096]

$$\sigma_z^2 = E[|Z_n|^2] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (7)$$

$$[0097] \quad \sigma_I^2 = E \left[\left| \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m} S_m \right|^2 \right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (8)$$

[0098] 在此, $E[X]$ 表示 X 的整体平均。另外,在本实施方式中,传播路径估计部b106利用导频信号,使 σ_z^2 计算出噪声功率、使 σ_I^2 计算出ICI功率,并将其结果用到式(6)中,从而计算出解调符号 S'_n 。

[0099] 解调部b108根据式(6)的解调符号 S'_n 计算出比特对数似然比。在该计算处理中应用等效振幅增益。具体而言,若是QPSK,则相对于由下式(9)表示的第 n 副载波的等效振幅增益 μ_n ,可由下式(10)、(11)表示比特对数似然比 λ 。在此,式(10)、(11)分别是第1比特的比特 $b_{n,0}$ 、第2比特的比特 $b_{n,1}$ 的比特对数似然比 $\lambda(b_{n,0})$ 、 $\lambda(b_{n,1})$ 。

$$[0100] \quad \mu_n = \frac{W_{n,n}^* W_{n,n}}{W_{n,n}^* W_{n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (9)$$

$$[0101] \quad \lambda(b_{n,0}) = \frac{4 \operatorname{Re}[S'_n]}{\sqrt{2}(1 - \mu_n)} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (10)$$

$$[0102] \quad \lambda(b_{n,1}) = \frac{4 \operatorname{Im}[S'_n]}{\sqrt{2}(1-\mu_n)} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (11)$$

[0103] 接着,说明反复处理的动作原理。符号副本生成部 b110 计算出解码部 b109 解码后的比特对数似然比的期待值,并对计算出的期待值进行解码和调制,生成符号副本 S''_n 。由 IFFT 部 b111 对符号副本 S''_n 进行频率时间变换,由 GI 插入部 b112 插入 GI。GI 插入部 b112 输出的发送信号副本 S''_k 可由下式 (12) 来表示。

[0104]

$$s''_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S''_n \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (12)$$

[0105] 在此,为了生成式 (12) 的发送信号副本 S''_k , IFFT 部 b111 进行逆快速傅立叶变换,该变换中的乘算次数的阶次是 $O(N \log_2 N)$ 。

[0106] 传播路径估计部 b106 基于由式 (12) 表示的发送信号副本、从接收部 b102 输入的接收信号,估计信道脉冲响应 $h_{d,k}$ 。此外,传播路径估计部 b106 对信道脉冲响应 $h_{d,k}$ 进行时间平均之后进行时间频率变换,从而计算出频率响应 $W_{n,n}$ 。

[0107] 滤波部 b113 基于信道脉冲响应 $h_{d,k}$ 和由式 (12) 表示的发送信号副本 s''_k ,生成由下式 (13) 表示的接收信号副本 r''_k 。

$$[0108] \quad r''_k = \sum_{d=0}^D h_{d,k} s''_{k-d} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (13)$$

[0109] 另外,为了生成式 (13) 的接收信号副本,滤波部 b113 进行的处理中的乘算次数的阶次是 $O(DN)$ 。在此,由于一般满足 $D \ll N$,因此也可以认为是 $O(N)$ 。

[0110] 减法部 b103 从由式 (1) 表示的接收信号 r_k 中减去由式 (13) 表示的接收信号副本 r''_k ,输出由下式 (14) 表示的信号 r'_k 。

$$[0111] \quad r'_k = r_k - r''_k$$

$$[0112] \quad = \sum_{d=0}^D h_{d,k} (s_{k-d} - s''_{k-d}) + z_k \quad \cdot \cdot \cdot \quad (14)$$

[0113] GI 除去部 b104 从 FFT 区间的信号 r'_k 除去 GI, FFT 部 b105 对除去了 GI 的信号进行时间频率变换。FFT 部 b105 输出的信号 R'_n 可由下式 (15) 表示。

$$[0114] \quad R'_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=N_g}^{N_g+N-1} r'_k \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right]$$

[0115]

$$= W_{n,n}(S_n - S''_n) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m}(S_m - S''_m) + Z_n \quad \cdot \cdot \cdot \quad (15)$$

[0116] 在此,为了生成式(15)的信号 R'_n ,FFT 部 b105 进行快速傅立叶变换,该变换中的乘算次数的阶次是 $O(N \log_2 N)$ 。

[0117] 复原部 b107 在符号副本 S''_n 上乘以频率响应 $W_{n,n}$,生成受到了传播路径的影响的期望信号的副本信号 $W_{n,n}S''_n$ 。复原部 b107 在由式(15)表示的信号 R'_n 上相加所生成的副本信号 $W_{n,n}S''_n$ 。该加法运算后的信号 Y_n 可由下式(16)表示。

$$Y_n = R'_n + W_{n,n}S''_n$$

$$= W_{n,n}S_n + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m}(S_m - S''_m) + Z_n \quad \cdot \cdot \cdot \quad (16)$$

[0120] 该式(16)意味着是剩下第 n 副载波的期望信号且除去了 ICI 的信号。通过除去 ICI,能够改善信号与干扰噪声功率之比(SINR),由此能够改善传输特性。

[0121] 此外,由于复原部 b107 按每个副载波进行用于生成式(16)的信号 Y_n 的处理,因此该处理中的乘算次数的阶次是 $O(N)$ 。在解调部 b108 利用了例如 MMSE 基准的滤波的情况下,根据由式(16)表示的信号 Y_n 计算出由下式(17)表示的第 n 副载波的解调符号 S'_n 之后进行解调。

[0122]

$$S'_n = \frac{E[|S_n|^2]W_{n,n}^*}{E[|S_n|^2]W_{n,n}^*W_{n,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \left(E[|S_m|^2] - |S''_m|^2 \right) W_{n,m}^*W_{n,m} + \sigma_z^2} Y_n$$

$$\cdot \cdot \cdot \quad (17)$$

[0123] 另外,在本实施方式中,复原部 b107 利用后述的近似式(19)来计算解调符号 S'_n 。

[0124] 解码部 b109 对由式(17)表示的解调符号 S'_n 的比特对数似然比 $\lambda(b_{n,0})$ 、 $\lambda(b_{n,1})$ 进行解码处理。之后,重复进行反复处理。通过重复进行以上说明的反复处理,能够大幅改善传输特性。

[0125] 另外,在由式(5)表示的频率响应 $W_{n,n}$ 中,也可以利用变动的信道脉冲响应的符号的中央值,来代替式(5)内的信道脉冲响应。此时,用于代替式(5)的频率响应 $W_{n,n}$ 可由下式(18)表示。

[0126]

$$W_{n,n} = \sum_{d=0}^D h_{d, N_g + N/2} \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad \cdot \cdot \cdot \quad (18)$$

[0127] 由此,能够减少频率响应 $W_{n,n}$ 的计算处理。

[0128] 此外,式(17)是正确考虑了基于接收信号副本的除去残差并通过解码处理获得

事前信息,并且还考虑了各副载波的调制符号的功率不能被归一化为 1 的情况的式子。相对于此,也可以对除去残差进行噪声近似,将解调符号的功率归一化为 1。此时,解调部 b108 利用下式 (19) 计算出解调符号 S'_n 。

$$[0129] \quad S'_n = \frac{W_{n,n}^*}{W_{n,n}^* W_{n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} Y_n \quad \cdots (19)$$

[0130] 在此, $\sigma_{I'}^2$ 是 ICI 除去残差的功率 (关于信号 R'_n 的副载波的整体平均)。即使这样,特性也不会恶化。在式 (17) 中,为了计算分母的第 2 项的 ICI 的除去残差项,需要阶次 $O(N^2)$ 的乘算次数。但是,通过使用式 (19),能够以阶次 $O(N)$ 的乘算次数进行处理,由此可大大削减乘算次数。因此,反复处理的各部内的最大的乘算次数的阶次是 $O(N \log_2 N)$,接收装置 b1 能够通过阶次 $O(N \log_2 N)$ 的乘算次数的处理进行反复处理。

[0131] < 关于接收装置 b1 的动作 >

[0132] 图 5 是表示本实施方式所涉及的接收装置 b1 的动作的流程图。另外,该图所示的动作是图 3 的接收部 b102 第一次向减法部 b103 输出了接收信号之后的处理。

[0133] (步骤 S101) 减法部 b103 从接收信号中减去在后述的步骤 S108 中生成的接收信号副本。之后,进入步骤 S102。

[0134] (步骤 S102) FFT 部 b105 对步骤 S101 的减法运算结果的信号进行时间频率变换。之后,进入步骤 S103。

[0135] (步骤 S103) 复原部 b107 按每个副载波,在步骤 S102 中的变换结果的信号上相加在由后述的步骤 S107 生成的符号副本上乘以频率响应之后得到的副本信号。之后,进入步骤 S104。

[0136] (步骤 S104) 解调部 b108 对步骤 S103 中的加法运算结果的信号进行传播路径补偿,由此计算出比特对数似然比。之后,进入步骤 S105。

[0137] (步骤 S105) 解码部 b109 对步骤 S104 中的计算结果的比特对数似然比进行纠错等解码处理。之后,进入步骤 S106。

[0138] (步骤 S106) 解码部 b109 判定在步骤 S105 中的解码结果中是否没有检测到错误、或者进行了既定次数的处理。在符合上述情况中的任意一个情况时 (是),接收装置 b1 结束动作。另一方面,在与这两者都不符合的情况下 (否),进入步骤 S107。另外,解码结果中是否存在错误的判定例如可在 MAC(Media Access Control) 层中进行。

[0139] (步骤 S107) 符号副本生成部 b110 根据步骤 S105 中的解码结果的比特对数似然比,生成符号副本。之后,进入步骤 S108。

[0140] (步骤 S108) IFFT 部 b111、GI 插入部 b112、和滤波部 b113 基于在步骤 S107 中生成的符号副本,生成接收信号副本。之后,进入步骤 S101。

[0141] 由此,根据本实施方式,接收装置 b1 提取除去了 ICI 的接收信号的各副载波分量,并对提取出的各副载波分量的信号进行解调。由此,接收装置 b1 能够防止计算量的增大。

[0142] < 实验结果 >

[0143] 以下,说明为了表示本实施方式所涉及的通信系统的有效性而进行的计算机仿真

结果。

[0144] 图 6 是表示本实施方式所涉及的通信系统的仿真条件的一例的示意图。在本例的仿真中,在图 6 的条件下进行了仿真。

[0145] 图 7 是表示本实施方式所涉及的通信系统的仿真结果的一例的示意图。在该图中,横轴表示平均 E_s/N_0 (平均接收能量与噪声功率密度之比),纵轴表示平均帧错误率 (FER:Frame Error Rate) 特性。另外,该图表示在图 6 的仿真条件下进行的仿真结果。

[0146] 在图 7 中,附加了符号 P1 的图表表示仅进行初次处理 (不进行反复处理) 时的特性 (称作特性 1)。此外,附加了符号 P2 的图表表示本实施方式所涉及的接收装置 b1 中的特性 (称作特性 2)。此外,附加了符号 P3 的图表表示仅进行了无传播路径变动 (最大多普勒频率为 0Hz) 时的初次处理的特性 (称作特性 3)。比较特性 1 和特性 2 可知,由于能够除去因高速移动 (大的传播路径变动) 引起的 ICI,因此在平均 E_s/N_0 为 16dB 时,平均 FER 在前者中是 0.6,而在后者中是 0.006,精度得到了很大的改善。此外,可知即使与特性 3 相比,特性 2 的精度也是较好的。这是因为,由于传播路径变动,可获得时间分集效果。

[0147] 另外,在上述第 1 实施方式中,说明了如下情况:滤波部 b113 生成接收信号副本,减法部 b103 减去该接收信号副本,复原部 b107 相加期望信号的副本信号,由此按每个副载波进行解调处理。但是,本发明并不限于此,也可以是滤波部 b113 根据接收信号生成除去了期望信号的接收信号的信号副本,减法部 b103 减去该信号副本,由此按每个副载波进行解调处理。

[0148] 此时,可利用下式 (20)、(21) 替换上述的式 (14)。

$$[0149] \quad r'_k = r_k - \sum_{d=0}^D h'_{d,k} s''_{k-d} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (20)$$

$$[0150] \quad h'_{d,k} = h_{d,k} - \frac{1}{N} \sum_{k=N_g}^{N+N_g-1} h_{d,k} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (21)$$

[0151] 此外,在上述第 1 实施方式中,说明了通信系统进行多载波信号的通信的情况,但是本发明并不限于此,在利用 FFT 进行单载波信号的通信的情况下,也能够进行应用。

[0152] (第 2 实施方式)

[0153] 以下,参照附图,详细说明本发明的第 2 实施方式。在本实施方式中,说明接收装置利用因传播路径变动而从期望副载波泄漏到其他副载波的信号来解调接收信号的情况。

[0154] 由于本实施方式所涉及的通信系统的示意图与第 1 实施方式 (图 1) 相同,因此省略说明。在此,本实施方式所涉及的发送装置 A 是与第 1 实施方式相同的发送装置 a1,因此省略说明。以下,在本实施方式中,将接收装置 B 称作接收装置 b2。

[0155] 图 8 是表示本发明的第 2 实施方式所涉及的接收装置 b2 的结构示意框图。比较本实施方式所涉及的接收装置 b2 (图 8) 和第 1 实施方式所涉及的接收装置 b1 (图 3),其不同之处在于 FFT 部 b205、传播路径估计部 b206、复原部 b207、和解调部 b208。而其他结构要素 (接收天线 b101、接收部 b102、减法部 b103、GI 除去部 b104、解码部 b109、符号副本

生成部 b110、IFFT 部 b111、GI 插入部 b112、和滤波部 a113) 所具有的功能是与第 1 实施方式相同的。省略与第 1 实施方式相同功能的说明。另外,将减法部 b103、GI 除去部 b104、FFT 部 b205、复原部 b207、滤波部 a113 称作信号提取部 B2。

[0156] FFT 部 b205 对从 GI 除去部 b104 输入的时域信号进行时间频率变换,并向复原部 b207 输出变换后的频域信号。在此,FFT 部 b205 对复原部 b207 的第 n 副载波信号合并周边的第 $n+1$ 副载波 ($l = 1, -1, 2, -2, \dots, L, -L$) 的信号进行输出。另外,副载波序号 n 是以频率从大到小或从小到大的顺序按升序赋予的序号。

[0157] 传播路径估计部 b206 除了第 1 实施方式所涉及的传播路径估计部 b106 的处理之外,还基于导频信号计算出从第 n 副载波向第 $n+1$ 副载波的泄漏系数。传播路径估计部 b206 向复原部 b207 和解调部 b208 输出计算出的泄漏系数。

[0158] 复原部 b207 按每个副载波,将从传播路径估计部 b206 输入的泄漏系数相乘到从符号副本生成部 b110 输入的符号副本上,从而生成从第 n 副载波泄漏到第 $n+1$ 副载波的期望信号的副本信号(称作第 $n+1$ 泄漏副本信号)。复原部 b207 在从 FFT 部 b205 输入的第 $n+1$ 副载波信号上相加所生成的第 $n+1$ 泄漏副本信号。即,复原部 b207 提取 FFT 部 b205 所变换的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加作为期望信号的副本信号的副载波分量即与该副载波接近的副载波分量。

[0159] 复原部 b207 向解调部 b208 输出相加了第 $n+1$ 泄漏副本信号信号。

[0160] 解调部 b208 利用从传播路径估计部 b206 输入的泄漏系数、噪声功率、和 ICI 功率,计算出利用了 ZF(Zero Forcing) 基准、MMSE 基准等的滤波系数。解调部 b208 利用计算出的滤波系数,进行传播路径补偿。解调部 b208 基于从发送装置 a1 预先通知的映射信息,对进行了传播路径补偿的信号进行去映射,并对去映射后的信号进行解调处理。解调部 b208 向解码部 b109 输出解调处理的结果、即比特对数似然比。

[0161] < 关于动作原理 >

[0162] 以下,参照图 8 说明接收装置 b2 的动作原理。另外,首先,由于初次处理的动作原理与第 1 实施方式相同,因此省略说明。以下,说明反复处理的动作原理。

[0163] 如在第 1 实施方式中说明的,FFT 部 b205 输出的第 n 副载波信号 R'_n 可由式 (15) 表示。因此,第 $n+1$ 副载波信号 R'_{n+1} 可由下式 (22) 表示。

$$[0164] \quad R'_n = W_{n+l,n+l}(S_{n+l} - S''_{n+l}) + \sum_{m=0, m \neq n+l}^{N-1} W_{n+l,m}(S_m - S''_m) + Z_{n+l}$$

$$[0165] \quad = W_{n+l,n}(S_n - S''_n) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n+l,m}(S_m - S''_m) + Z_{n+l} \quad \cdot \cdot \cdot (22)$$

[0166] 在如上述那样变形后的式 (22) 中,第 1 项表示第 n 副载波的要素。复原部 b207 在符号副本 S''_n 上乘以频率响应 $W_{n+1,n}$,来生成第 $n+1$ 泄漏副本信号 $W_{n+1,n}S''_n$ 。复原部 b207 在由式 (22) 表示的信号 R'_{n+1} 上相加所生成的第 $n+1$ 泄漏副本信号 $W_{n+1,n}S''_n$ 。可由下式 (23) 表示经过该加法运算之后的信号 $X_{n,1}$ 。

$$[0167] \quad X_{n,1} = R'_{n+1} + W_{n+1,n}S''_n$$

$$[0168] \quad = W_{n+l,n} S_n + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n+l,m} (S_m - S''_m) + Z_{n+l} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (23)$$

[0169] 解调部 b108 利用下式 (24) 计算出第 n 副载波的解调符号 S'_n 。其中, 下式 (24) 是对除去残差进行噪声近似并将解调符号的功率归一化为 1 时的式子。

$$[0170] \quad S'_n = \frac{\sum_{l=-L}^L W_{n+l,n}^* X_{n,l}}{\sum_{l=-L}^L W_{n+l,n}^* W_{n+l,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (24)$$

[0171] 另外, 在各副载波中, 频率之差越大, 则从其他副载波泄漏的信号功率就越少。因此, 在接收装置 b1 中, 可预先确定 L, 例如, 可以是 $L = \pm 1$ 。也就是说, 可以是仅考虑了相邻的 2 个副载波的值。此外, 如上所述, 在接收装置 b1 中, 在处理中, 从第 n 副载波利用了对于频率而言与大小 L 个副载波相关的信息。但是, 本发明并不限于此, 可以利用在频率的大小方向上不同个数的副载波来进行处理, 或者也可以仅利用频率的大方向或小方向上的任一个来进行处理。

[0172] < 关于接收装置 b2 的动作 >

[0173] 图 9 是表示本实施方式所涉及的接收装置 b2 的动作用的流程图。另外, 该图所表示的动作是图 8 的接收部 b102 第一次向减法部 b103 输出接收信号之后的处理。

[0174] 比较本实施方式所涉及的接收装置 b2 的动作 (图 9) 和第 1 实施方式所涉及的接收装置 b1 的动作 (图 5) 可知, 不同点在于步骤 S203、S204 的处理。但是, 其他处理 (步骤 S101、S102、S105 ~ S108 的处理) 与第 1 实施方式相同。省略与第 1 实施方式相同的处理的说明。

[0175] (步骤 S203) 复原部 b207 按每个副载波, 在步骤 S102 中的变换结果的第 n+1 副载波的信号上相加在步骤 S107 中生成的符号副本上相乘了泄漏系数之后得到的第 n+1 泄漏副本信号。之后, 进入步骤 S204。

[0176] (步骤 S204) 解调部 b207 针对步骤 S203 中的加法运算结果的信号进行传播路径补偿, 计算出比特对数似然比。之后, 进入步骤 S105。

[0177] 由此, 根据本实施方式, 接收装置 b2 在副载波分量的信号上相加期望信号的副本信号的副载波分量即接近该副载波的副载波分量。由此, 接收装置 b2 可提高 SINR 来获得高的传输特性。

[0178] (第 3 实施方式)

[0179] 以下, 参照附图, 详细说明本发明的第 3 实施方式。在本实施方式中, 说明通信系统进行 MIMO (Multiple Input Multiple Output; 多输入多输出) 传输方式的通信的情况。

[0180] 由于本实施方式所涉及的通信系统的示意图和第 1 实施方式 (图 1) 相同, 因此省略说明。以下, 在本实施方式中, 将发送装置 A 称作发送装置 a3, 将接收装置 B 称作接收装置 b3。另外, 在本实施方式中, 说明具备 R 个天线的接收装置 b3 接收具备 T 个天线的发送装置 a3 所发送的信号的情况。在此, 接收装置 b3 利用 R 个天线接收从发送装置 a3 利用 T

个天线发送的 T 个信息流,进行 MIMO 分离。

[0181] < 关于发送装置 a3 的结构 >

[0182] 图 10 是表示本发明的第 3 实施方式所涉及的发送装置 a3 的结构的示意框图。在该图中,发送装置 a3 构成为包括:导频生成部 a301-t ($t = 1, 2, \dots, T$ 、以下相同)、编码部 a302-t、调制部 a303-t、映射部 a304-t、IFFT 部 a305-t、GI 插入部 a306-t、发送部 a307-t、和发射天线部 a308-t。

[0183] 导频生成部 a301-t 生成接收装置 b3 预先存储其波形(或者其信号序列)的振幅值的导频信号,并输出给映射部 a304-t。

[0184] 编码部 a302-t 利用卷积码、turbo 码、LDPC 码等纠错码,对发送给接收装置 b3 的信息比特进行编码。编码部 a302-t 向调制部 a303-t 输出生成的编码比特。

[0185] 调制部 a303-t 利用 PSK 或 QAM 等调制方式对从编码部 a302-t 输入的编码比特进行调制,以生成调制符号。调制部 a303-t 向映射部 a304-t 输出所生成的调制符号。

[0186] 映射部 a304-t 基于预先确定的映射信息,使从导频生成部 a301-t 输入的导频信号和从调制部 a303-t 输入的调制符号映射至资源,以生成频域信号,将所生成的频域信号输出至 IFFT 部 a305-t。此外,映射信息是由发送装置 a3 决定的,且是从发送装置 a3 向接收装置 b3 预先通知的。

[0187] IFFT 部 a305-t 对从映射部 a304-t 输入的频域信号进行频率-时间变换,生成时域信号。IFFT 部 a305-t 向 GI 插入部 a306-t 输出所生成的时域信号。

[0188] GI 插入部 a306-t 按 FFT 区间的每个信号对从 IFFT 部 a305-t 输入的时域信号附加保护间隔。在此,所谓保护间隔是复制了 FFT 区间的信号的后方的一部分的信号,GI 插入部 a306-t 将该复制的信号附加至该 FFT 区间的信号的前方。

[0189] GI 插入部 a306-t 向发送部 a307-t 输出附加了保护间隔的信号。

[0190] 发送部 a307-t 对从 GI 插入部 a306-t 输入的信号进行数字/模拟变换,对变换后的模拟信号进行波形整形。发送部 a307-t 将波形整形后的信号从基带上变频至无线频带,并从发射天线 a308-t 发送到接收装置 b3。

[0191] < 关于接收装置 b3 的结构 >

[0192] 图 11 是表示本实施方式所涉及的接收装置 b3 的结构的示意框图。在该图中,接收装置 b3 构成为包括:接收天线 b301-r ($r = 1, 2, \dots, R$ 、以下相同)、接收部 b302-r、减法部 b303-r、GI 除去部 b304-r、FFT 部 b305-r、接收信号副本生成部 B3-r、复原部 b307-r、解调部 b308、解码部 b309-t、和符号副本生成部 b310-t。另外,将减法部 b303-1 ~ b303-R、GI 除去部 b304-1 ~ b304-R、FFT 部 b305-1 ~ b305-R、复原部 b307-1 ~ b307-R、接收信号副本生成部 B3-1 ~ B3-R(后述的滤波部 b313-1 ~ b313-R)称作信号提取部 B3。

[0193] 接收部 b302-r 经由接收天线 b301-r 接收发送装置 a3 发送的发送信号。接收部 b302-r 对接收到的信号进行频率变换和模拟-数字变换。接收部 b302-r 存储进行了变换的接收信号。接收部 b302-r 在初次处理、以及后述的滤波部 b313-r 向减法部 b303-r 输入接收信号副本的时刻,向减法部 b303-r 和接收信号副本生成部 B3-r 输出存储的接收信号。

[0194] 减法部 b303-r 从由接收部 b302-r 输入的接收信号中减去从后述的接收信号副本生成部 B3-r 输入的接收信号副本。减法部 b303-r 向 GI 除去部 b304-r 输出减去了接收信号副本的信号。

[0195] 另外,在初次处理时,不进行从接收信号副本生成部 B3-r 向减法部 b303-r 的输入(为零),减法部 b303-r 将从接收部 b302-r 输入的接收信号直接输出给 GI 除去部 b304-r。

[0196] GI 除去部 b304-r 从由减法部 b303-r 输入的信号中除去 GI,并向 FFT 部 b305-r 输出除去了 GI 的信号。

[0197] FFT 部 b305-r 对从 GI 除去部 b304-r 输入的时域信号进行时间频率变换,并向复原部 b307-r 输出变换后的频域信号。

[0198] 接收信号副本生成部 B3-r 估计从发送装置 a3 的天线 a308-t (称作第 t 天线) 的每个天线至天线 b301-r (称作第 r 天线) 的频率响应,并输出给复原部 b307-r 和解调部 b308。此外,接收信号副本生成部 B3-r 计算噪声功率和 ICI 功率,并输出给解调部 b308。

[0199] 此外,接收信号副本生成部 B3-r 根据从符号副本生成部 b310-t 输入的符号副本,生成由第 r 天线接收到的接收信号的接收信号副本,并输出给减法部 b303-r。另外,将在后面详细叙述接收信号副本生成部 B3-r 的结构及处理。

[0200] 复原部 b307-r 按每个副载波在从后述的符号副本生成部 b310-t 输入的符号副本上相乘从传播路径估计部 b306 输入的频率响应,生成受到传播路径的影响的期望信号的副本信号。复原部 b307-r 按每个副载波,在从 FFT 部 b305-r 输入的信号上相加所生成的副本信号。即,复原部 b307-r 提取 FFT 部 b305-r 变换后的频域信号的副载波分量,并在提取出的副载波分量的信号上相加期望信号的副本信号的该副载波分量中的期望的信息流(第 t 信息流)分量。复原部 b307-r 向解调部 b308 输出相加了副本信号之后的信号。

[0201] 另外,在初次处理时,不进行从符号副本生成部 b310-t 到复原部 b307-r 的输入(为零),符号副本生成部 b310-t 将从 FFT 部 b305-r 输入的信号直接输出给解调部 b308。

[0202] 解调部 b308 利用从传播路径估计部 b306-r 输入的频率响应、噪声功率、和 ICI 功率,计算出使用了 ZF 基准、MMSE 基准等的滤波系数。解调部 b308 利用计算出的滤波系数,进行传播路径补偿。解调部 b308 基于从发送装置 a3 预先通知的映射信息,对进行了传播路径补偿的信号进行去映射,并对去映射后的信号进行解调处理。解调部 b309-t 针对从第 t 天线发送的发送信号序列(称作第 t 信息流)的信号,向解码部 b309-t 输出作为解调处理结果的比特对数似然比。

[0203] 解码部 b309-t 例如利用最大似然解码法、最大事后概率估计、log-MAP、Max-log-MAP、SOVA 等,对从解调部 b308 输入的解调符号进行解码处理。

[0204] 该解码处理的结果判定为未检测到错误的情况下,或者判定为进行了既定次数的处理的情况下,解码部 b309-t 作为信息数据比特而输出解码结果的比特对数似然比。另一方面,在判定为检测到错误且未进行规定次数的处理的情况下,解码部 b309-t 向符号副本生成部 b310-t 输出解码结果的比特对数似然比。

[0205] 符号副本生成部 b310-t 计算出从解码部 b309-t 输入的比特对数似然比的期待值,并对计算出的期待值进行解码和调制来生成符号副本。符号副本生成部 b310-t 基于从发送装置 a3 预先通知的映射信息,对所生成的符号副本进行映射。符号副本生成部 b310 向复原部 b307-1 ~ b307-R 和接收信号副本生成部 B3-1 ~ B3-R 输出映射后的符号副本。

[0206] 图 12 是表示本实施方式所涉及的接收信号副本生成部 B3-r 的结构的示意框图。在该图中,接收信号副本生成部 B3-r 构成为包括:IFFT 部 b311-t、GI 插入部 b312-t、传播路径估计部 b306、滤波部 b313-t、和合计部 b314。

[0207] IFFT 部 b311-t 对从符号副本生成部 b310-t 输入的符号副本进行频率时间变换,并向 GI 插入部 b312-t 输出变换后的时域的副本信号。

[0208] GI 插入部 b312-t 对从 IFFT 部 b311-t 输入的副本信号按 FFT 区间的每个信号附加保护间隔,生成发送信号副本。GI 插入部 b312-t 向传播路径估计部 b306 和滤波部 b313-t 输出生成的发送信号副本。

[0209] 传播路径估计部 b306 基于从接收部 b302-r 输入的接收信号、和从 GI 插入部 b312-t 输入的发送信号副本信号,在 OFDM 符号区间估计从第 t 天线的每一个到第 r 天线的传播路径的信道脉冲响应。另外,在初次处理时,不进行 GI 插入部 b312-t 到传播路径估计部 b306 的输入(为零),传播路径估计部 b306 基于预先存储的导频信号、和从接收部 b302-r 输入的接收信号,在 OFDM 符号区间估计时间变动的信道脉冲响应。

[0210] 传播路径估计部 b306 向滤波部 b313-t 输出估计出的信道脉冲响应。此外,传播路径估计部 b306 对估计出的信道脉冲响应进行时间频率变换,并向复原部 b307-r 和解调部 b308 输出变换后的频域信号、即频率响应。

[0211] 此外,传播路径估计部 b306 基于估计出的频率响应和预先存储的导频信号,生成导频信号的副本。传播路径估计部 b306 基于接收信号的导频信号、和生成的导频信号的副本,计算出噪声功率。此外,传播路径估计部 b306 基于估计出的频率响应和导频信号,计算出 ICI 的功率(称作 ICI 功率)。另外,将在后面与动作原理一起详细叙述传播路径估计部 b306 所进行的噪声功率和 ICI 功率的计算处理。传播路径估计部 b306 向解调部 b308 输出计算出的噪声功率和 ICI 功率。

[0212] 滤波部 b313-t 基于从传播路径估计部 b306 输入的信道脉冲响应、和从 GI 插入部 b312-t 输入的发送信号副本,生成由第 r 天线接收的第 t 信息流的接收信号副本。滤波部 b313-t 向合成部 b314 输出所生成的接收信号副本。

[0213] 合成部 b314 对从滤波部 b313-t 输入的接收信号副本进行合成,生成由第 r 天线接收到的接收信号的接收信号副本。合成部 b314 向减法部 b303-r 输出所生成的接收信号副本。

[0214] < 关于动作原理 >

[0215] 以下,参照图 11、12 说明接收装置 b3 的动作原理。接收部 b302-r 接收的第 k 离散时刻的接收信号 $r_{k,r}$ 可由下式 (25)、(26) 表示。

$$[0216] \quad r_{k,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{d=0}^D h_{d,k,r,t} s_{k-d,t} + z_{k,r} \quad \cdots (25)$$

$$[0217] \quad s_{k,t} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{n,t} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \cdots (26)$$

[0218] 在此,T 是发送装置 a3 的天线数量,D 是最大的传播路径序号, $h_{d,k,r,t}$ 是从第 t 天线到第 r 天线的第 d 路径中的第 k 离散时刻的复数振幅。此外, $s_{k,t}$ 是第 t 信息流的时域的发送信号, $z_{k,r}$ 是第 r 天线中的时域的噪声。

[0219] 此外,N 是 FFT 区间的点数, $S_{n,t}$ 是第 t 信息流的第 n 副载波的调制信号, N_g 是 GI

区间的点数, j 是虚数单位。

[0220] 减法部 b303-r 从式 (25) 表示的信号 $r_{k,r}$ 中减去接收信号副本。GI 除去部 b304-r 从减法运算结果的 FFT 区间的信号除去 GI, FFT 部 b305-r 对除去了 GI 的信号进行时间频率变换。FFT 部 b305-r 输出的信号 $R'_{n,r}$ 可由下式 (27)、(28) 表示。

$$[0221] \quad R'_{n,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} W_{n,m,r,t} (S_{m,t} - S''_{m,t}) + Z_{n,r} \quad \dots (27)$$

[0222]

$$W_{n,m,r,t} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{d,k,r,t} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi n d}{N} \right) \quad \dots (28)$$

[0223] 在此, $W_{n,m,r,t}$ 是针对第 r 天线接收到的第 t 信息流的从第 m 副载波向第 n 副载波的信号的泄漏系数, $m = n$ 时的泄漏系数 $W_{n,n,r,t}$ 是频率响应。此外, $S''_{m,t}$ 是第 t 信息流的第 n 副载波的信号的符号副本。

[0224] 复原部 b307-r 在符号副本 $S''_{n,t}$ 上相乘从传播路径估计部 b306 输入的频率响应 $W_{n,n,r,t}$, 生成针对受到传播路径的影响而由第 r 天线接收到的第 t 信息流的第 n 副载波的期望信号的副本信号 $W_{n,n,r,t} S''_{n,t}$ 。复原部 b307-r 在由式 (27) 表示的信号 $R'_{n,r}$ 上相乘所生成的副本信号 $W_{n,n,r,t} S''_{n,t}$ 。即, 复原部 b307-r 提取 FFT 部 b305-r 变换后的频域信号的副载波分量, 并在提取出的副载波分量的信号上相加期望信号的副本信号的该副载波分量中的期望的信息流分量。该相加运算后的信号 $Y_{n,r,t}$ 可由下式 (29) 表示。

$$[0225] \quad Y_{n,r,t} = R'_{n,r} + W_{n,n,r,t} S''_{n,t}$$

[0226]

$$= W_{n,n,r,t} S_{n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m,r,u} (S_{m,u} - S''_{m,u}) + \sum_{u=0, u \neq t}^T W_{n,n,r,u} (S_{n,u} - S''_{n,u}) + Z_{n,r} \quad \dots (29)$$

[0227] 在此, 式 (29) 的第 3 项表示除去了其他信息流信号之后的结果, 式 (29) 意味着进行了 MIMO 分离。

[0228] 解调部 b308 利用下式 (30) 计算出第 t 信息流的第 n 副载波的解调符号 $S'_{n,t}$ 。其中, 下式 (30) 是对除去残差进行噪声近似并将解调符号的功率归一化为 1 时的式子。

$$[0229] \quad S''_{n,t} = \frac{\sum_{r=1}^R W_{n,n,r,t}^* Y_{n,r,t}}{\sum_{r=1}^R W_{n,n,r,t}^* W_{n,n,r,t} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} \quad \dots (30)$$

[0230] < 关于接收装置 b3 的动作 >

[0231] 图 13 是表示本实施方式所涉及的接收装置 b3 的动作的流程图。另外, 该图所示

的动作是图 11 的接收部 b302-r 初次向减法部 b303-r 输出接收信号之后的处理。

[0232] (步骤 S301) 减法部 b303-r 从接收信号中减去从后述的步骤 S308 输入接收信号副本。之后,进入步骤 S302。

[0233] (步骤 S302) FFT 部 b305 对步骤 S301 中的减法运算结果的信号进行时间频率变换。之后,进入步骤 S303。

[0234] (步骤 S303) 复原部 b307-r 按每个副载波,对步骤 S302 中的变换结果的信号相加在后述的步骤 S307 中生成的符号副本上相乘了频率响应的副本信号。之后,进入步骤 S304。

[0235] (步骤 S304) 解调部 b308 对步骤 S303 中的加法运算结果的信号进行传播路径补偿,计算出比特对数似然比。之后,进入步骤 S305。

[0236] (步骤 S305) 解码部 b309-t 对步骤 S304 中的计算结果的比特对数似然比进行纠错等解码处理。之后,进入步骤 S306。

[0237] (步骤 S306) 解码部 b309-t 判定是否在步骤 S305 中的解码结果中未检测到错误,或者是否进行了既定次数的处理。在符合上述情况中的任一个的情况下(是),接收装置 b3 结束动作。另一方面,在不符合上述两个情况时(否),进入步骤 S307。

[0238] (步骤 S307) 符号副本生成部 b310-t 根据步骤 S305 中的解码结果的比特对数似然比,生成符号副本。之后,进入步骤 S308。

[0239] (步骤 S308) 接收信号副本生成部 B3-r 基于在步骤 S307 中生成的符号副本,生成接收信号副本。之后,进入步骤 S301。

[0240] 由此,根据本实施方式,接收装置 b3 提取除去了延迟波之后的接收信号的各副载波分量,对提取出的各副载波分量的信号进行解调。由此,接收装置 b3 即使在 MIMO 传输方式下,也能够防止计算量的增大。

[0241] 另外,在上述第 3 实施方式中,接收装置 b3 可复原期望副载波,其他信息流的信号没有复原,但是也可以对其进行复原。即,也可以复原式 (29) 的第 3 项。此时,解调部进行 MIMO 分离,不仅可以进行 ZF 或 MMSE 这样的线性处理,还可以进行最大似然检测 (MLD; Maximum Likelihood Detection, 以下,MLD 的缩写是指最大似然检测) 这样的非线性处理。

[0242] 以下,在还复原了其他信息流的信号时,说明接收装置 b3 利用 MLD 进行的比特对数似然比的计算处理的原理。

[0243] 复原部 b307-r 针对所有 t ,在由式 (27) 表示的信号 $R'_{n,r}$ 上相加生成的副本信号 $W_{n,n,r,t}S'_{m,t}$ 。即,复原部 b307-r 提取 FFT 部 b305-r 变换后的频域信号的副载波分量,并对提取出的副载波分量的信号相加期望信号的副本信号的该副载波分量中的全部信息流分量。该加法运算后的信号 $Y_{n,r,t}$ 可由下式 (31)、(32) 表示。

$$[0244] \quad Y_{n,r} = R'_{n,r} + \sum_{t=1}^T W_{n,n,r,t} S'_{n,t}$$

$$[0245] \quad = \sum_{t=1}^T W_{n,n,r,t} S_{n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m,r,u} (S_{m,u} - S'_{m,u}) + Z_{n,r}$$

$$[0246] \quad = \sum_{t=0}^{T-1} W_{n,n,r,t} S_{n,t} + Z'_{n,r} \cdots (31)$$

$$[0247] \quad Z'_{n,r} = \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{n,m,r,u} (S_{m,u} - S''_{m,u}) + Z_{n,r} \cdots (32)$$

[0248] 若用向量来表示这些式 (31)、(32), 则可由下式 (33) ~ (36) 来表示。

$$[0249] \quad Y_n = (Y_{n,1} \cdots Y_{n,R})^T$$

$$[0250] \quad = H_n S_n + Z_n \cdots (33)$$

[0251]

$$H_n = \begin{pmatrix} W_{n,n,1,1} & \cdots & W_{n,n,1,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{n,n,R,1} & \cdots & W_{n,n,R,T} \end{pmatrix} \cdots (34)$$

$$[0252] \quad S_n = (S_{n,1} \cdots S_{n,T})^T \cdots (35)$$

$$[0253] \quad Z_n = (Z'_{n,1} \cdots Z'_{n,R})^T \cdots (36)$$

[0254] 在此, 将构成式 (35) 的向量 S_n 的比特序列 β 设为下式 (37)。

[0255]

$$\beta = [b_{1,0} \quad \cdots \quad b_{1,M-1} \quad \cdots \quad b_{T,M-1}] \cdots (37)$$

[0256] 其中, M 是调制多值数, 例如 QPSK 时 $M = 2$, 16QAM 时 $M = 4$ 。式 (37) 的比特 $b_{t,q}$ 的比特对数似然比 $\lambda(b_{t,q})$ 可由下式 (38) 表示。

$$[0257] \quad \lambda(b_{t,q}) = \log \frac{p(b_{t,q} = 0 | R_n)}{p(b_{t,q} = 1 | R_n)}$$

$$[0258] \quad = \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | R_n)}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(\beta | R_n)} \cdots (38)$$

[0259] $p(A|B)$ 表示 B 中的附带 A 的条件概率。

[0260] $\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | R_n)$ 表示仅将 $b_{t,q}$ 设为 0 在其他比特为 0 时以及为 1 时求取其和。

[0261] 在此, 若使用贝丝定理 (Bayesian theorem)、即 $p(A|B)p(B) = p(B|A)p(A)$, 则式 (38) 的比特对数似然比 $\lambda(b_{t,q})$ 可由下式 (39) 来表示。

$$[0262] \quad \lambda(b_{t,q}) = \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(R_n | \beta) p(\beta)}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(R_n | \beta) p(\beta)} \cdots (39)$$

[0263] 此外, 假设 $Z'_{n,r}$ 遵循高斯过程, 若利用 Max-log 近似, 则可由下式 (40) 来表示式

(39) 的比特对数似然比入 $(b_{t,q})$ 。

$$[0264] \quad \lambda(b_{t,q}) = \max_{\beta, b_{t,q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|R_n - H_n S_n\|^2 \right) + \log p(\beta) \right]$$

$$[0265] \quad - \max_{\beta, b_{t,q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|R_n - H_n S_n\|^2 \right) + \log p(\beta) \right] \quad \dots (40)$$

[0266] 若假设各比特独立, 则可由以下的式 (41) 表示式 (40) 中的 $p(\beta)$ 。

$$[0267] \quad p(\beta) = \prod p(b_{t',q'}) \quad \dots (41)$$

$$[0268] \quad t', q', t' \neq t, q' \neq q$$

[0269] 在此, 可利用解码部 b309-t' 输出的比特对数似然比 $\lambda_a(b_{t',q'})$ 来计算 $p(b_{t',q'})$ 。此外, 这样得到的比特对数似然比入 $(b_{t,q})$ 由于是利用比特对数似然比入 $\lambda_a(b_{t,q})$ 计算出的, 因此一般是减去与其相对应的量。即, 解调部 b308 向解码部 b309-t 输出的值是 $\lambda(b_{t,q}) - \lambda_a(b_{t,q})$ 。

[0270] 另外, 为了便于说明, 也可以假设为不存在事前信息来计算 LLR。此时, 比特对数似然比入 $(b_{t,q})$ 可由下式 (42) 来表示。

[0271]

$$\lambda(b_{t,q}) = \max_{\beta, b_{t,q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|R_n - H_n S_n\|^2 \right) \right] - \max_{\beta, b_{t,q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|R_n - H_n S_n\|^2 \right) \right] \quad \dots (42)$$

[0272] 解调部 b308 利用式 (42) 来计算作为解调处理的结果的比特对数似然比 $\lambda(b_{t,q})$, 并输出给解码部 b109-t。

[0273] 此外, 在上述第 3 实施方式中, 与第 2 实施方式相同, 也可以利用从期望副载波泄露到其他副载波的信号来解调接收信号。

[0274] 此外, 在上述第 3 实施方式中, 发送装置 a3 (图 10) 针对 1 个天线 a308-t 具备 1 个编码部 a302-t, 但是本发明并不限于此, 也可以针对多个天线具备 1 个编码部。例如, 发送装置 b3 可以具备 1 个编码部, 根据预先确定的模式将进行纠错之后的结果分配给调制部 a303-1 ~ a303-T 来输出。

[0275] 此外, 在上述第 3 实施方式中, 第 1 ~ 第 T 信息流可以包含相同信息数据信号序列的发送信号, 也可以是完全不同的信息数据信号序列的发送信号。例如, 在发送装置 a3 发送 2 个信息数据信号序列的情况下, 将一方的信息数据系列作为第 1、2 信息流来发送, 将另一方的信息数据信号序列作为第 3、4 信息流来发送。

[0276] 另外, 上述的实施方式中的接收装置 b1、b2、b3 的一部分例如接收部 b102、b302-r、减法部 b103、b303-r、GI 除去部 b104、b304-r、FFT 部 b105、b205、b305-r、传播路径估计部 b106、b206、b306、复原部 b107、b207、b307-r、解调部 b108、b208、b308、解码部 b109、b309-t、符号副本生成部 b110、b310-t、IFFT 部 b111、b311-t、GI 插入部 b112、b312-t、

滤波部 a113、b313-t、合成部 b314 可由计算机实现。此时,通过在计算机可读取的记录介质中记录用于实现该控制功能的程序,使计算机系统读取并执行记录在该记录介质中的程序,来实现。另外,在此“计算机系统”是内置于接收装置 b1、b2、b3 的计算机系统,包括 OS 或外围设备等硬件。此外,“计算机可读取的记录介质”是指软盘、光磁盘、ROM、CD-ROM 等可移动介质、或内置于计算机系统的硬盘等存储装置。并且,“计算机可读取的记录介质”也可以包括如经由因特网等网络或电话线等通信线路来发送程序时的通信线这样的短时间、动态地保持程序的记录介质,或者如成为此时的服务器或服务商的计算机系统内部的易失性存储器这样的在一定时间内保持程序的记录介质。此外,上述程序可以用于实现前述的功能的一部分,也可以是通过与已经记录在计算机系统程序的组合来实现前述的功能。

[0277] 以上,参照附图详细说明了该发明的一实施方式,但是具体的结构并不限于上述,在不超出本发明的宗旨的范围内可进行各种设计变更。

[0278] (产业上的可利用性)

[0279] 本发明可应用于无线通信的接收。

[0280] 符号说明:

[0281] A、a1、a3...发送装置;B、b1、b2、b3...接收装置;a101、a301-t...导频生成部;a102、a302-t...编码部;a103、a303-t...调制部;a104、a304-t...映射部;a105、a305-t...IFFT 部;a106、a306-t...GI 插入部;a107、a307-t...发送部;a108、a308-t...发射天线部;b101、b301-r...接收天线;b102、b302-r...接收部;b103、b303-r...减法部;b104、b304-r...GI 除去部;b105、b205、b305-r...FFT 部;b106、b206、b306...传播路径估计部;b107、b207、b307-r...复原部;b108、b208、b308...解调部;b109、b309-t...解码部;b110、b310-t...符号副本生成部;b111、b311-t...IFFT 部;b112、b312-t...GI 插入部;a113、b313-t...滤波部;B3-r...接收信号副本生成部;b314...合成部。

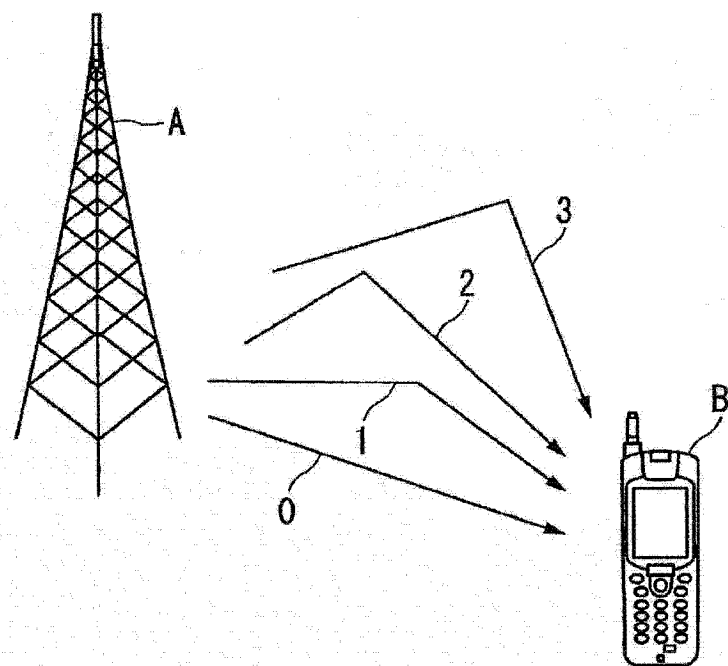


图 1

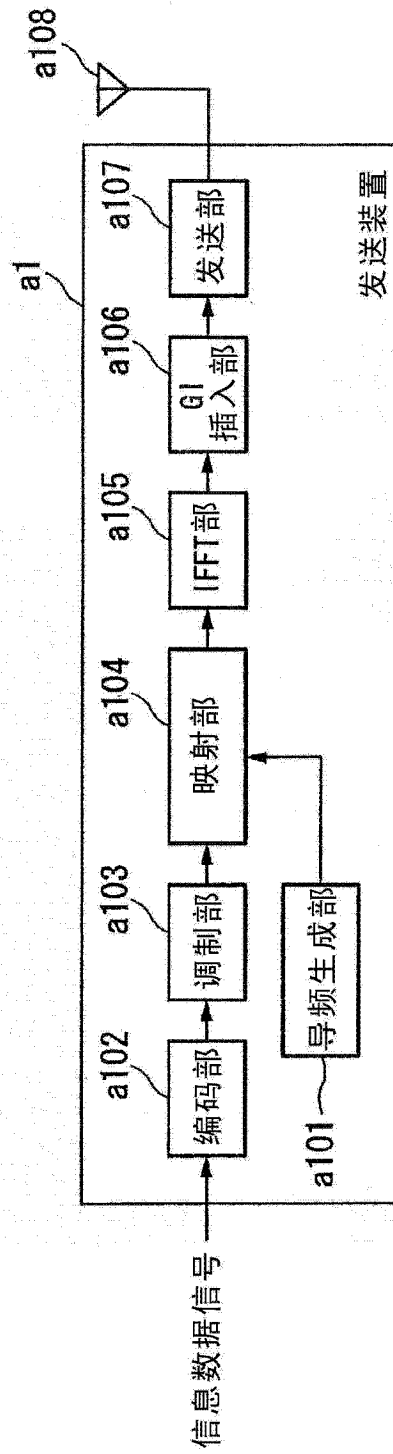


图 2

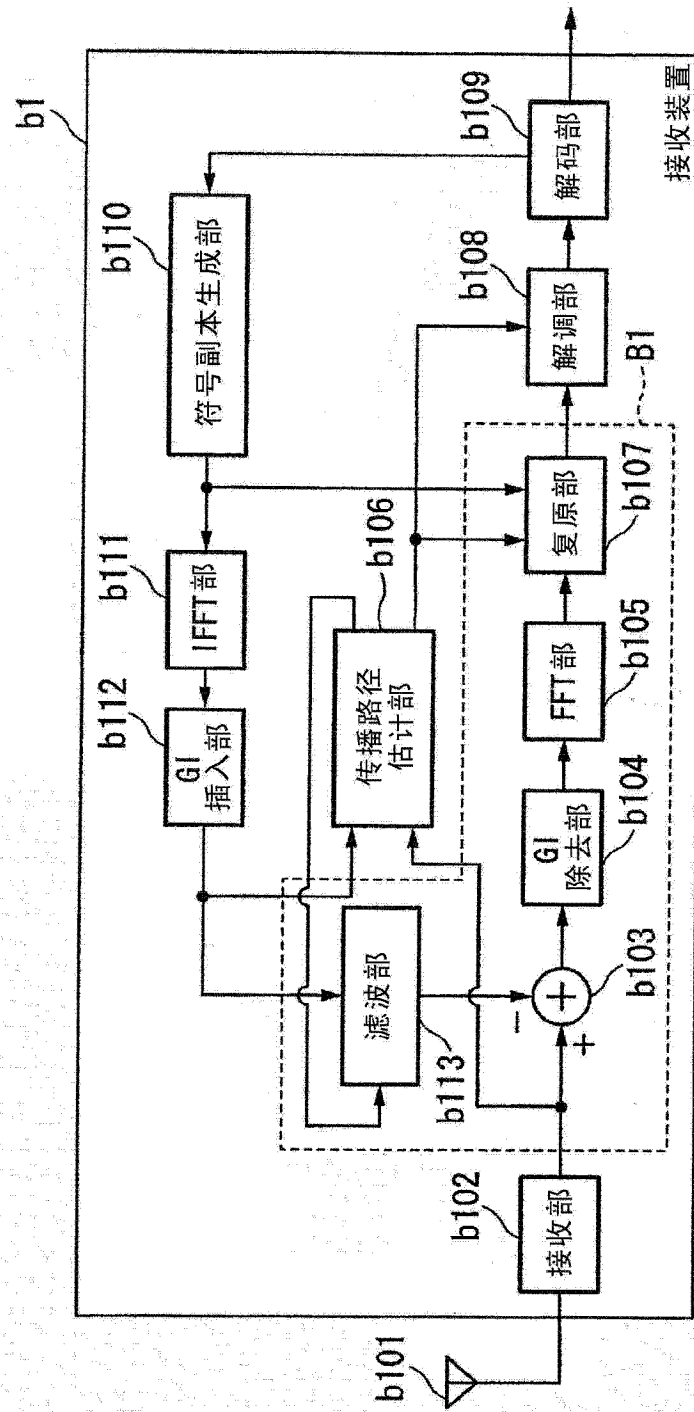


图 3

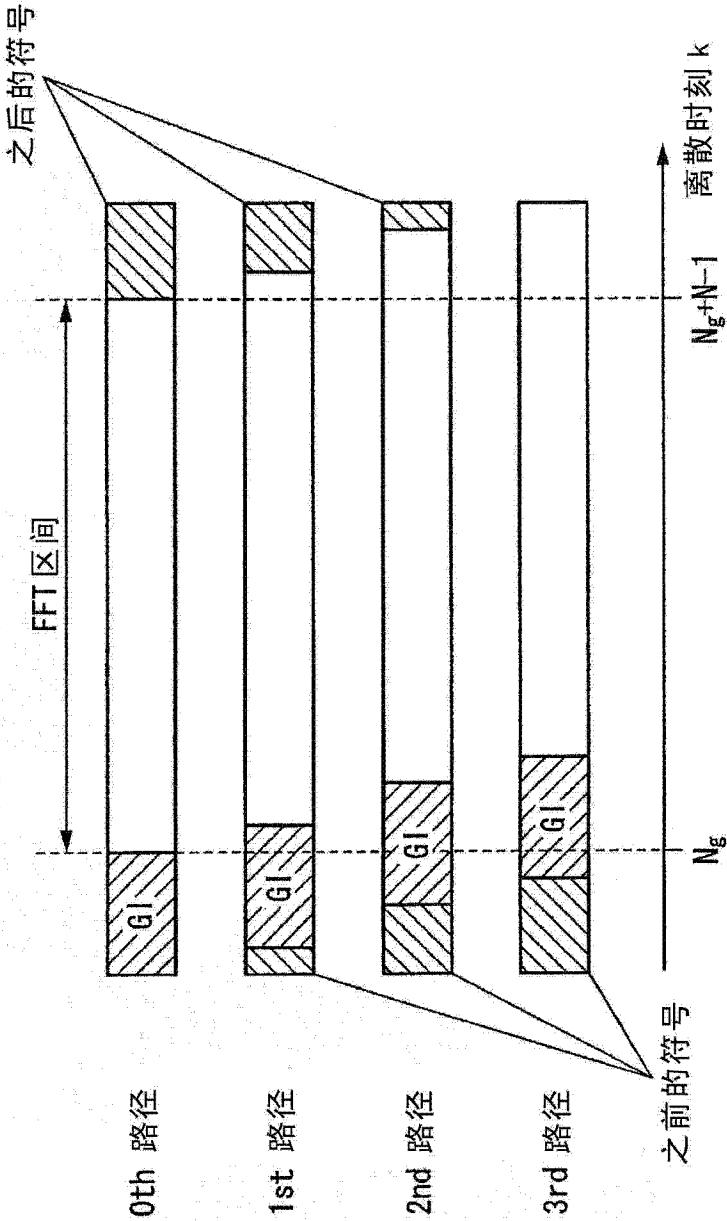


图 4

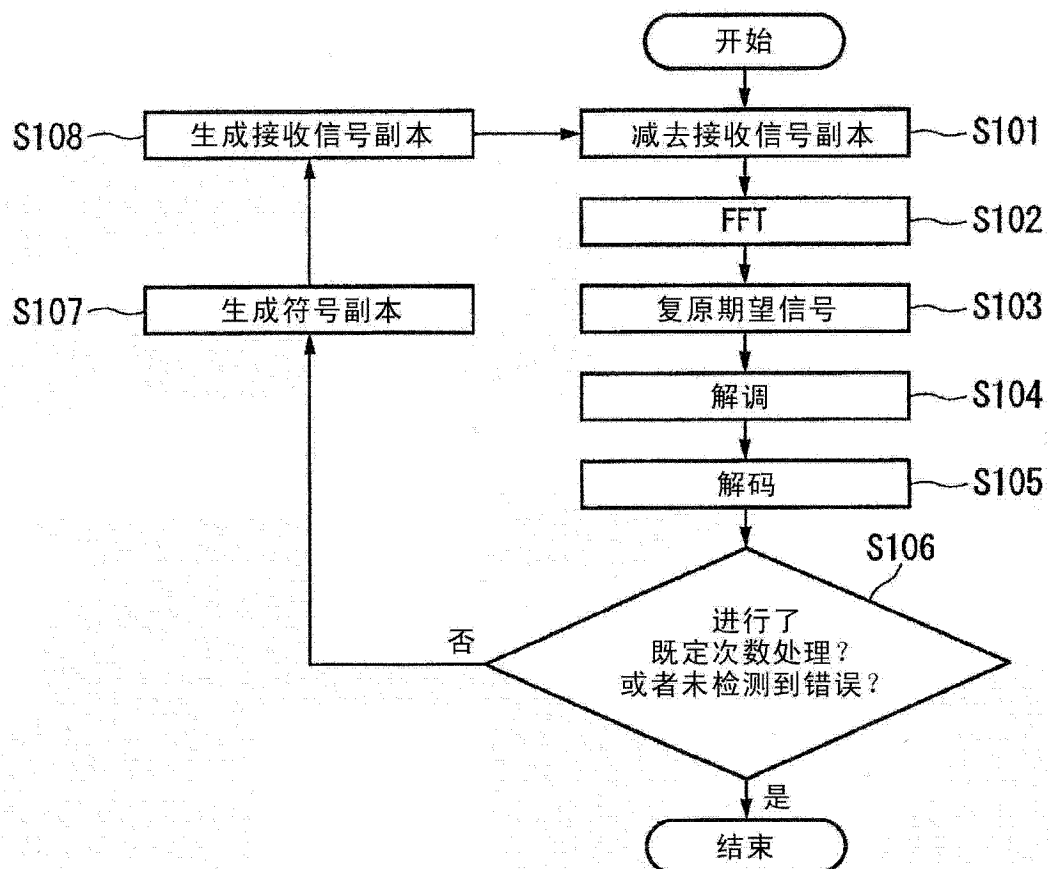


图 5

仿真条件

调制方式	16QAM
FFT 点数 N	2048
有效副载波数	1200
保护间隔长度	144
帧长	1400FDM 符号
纠错编码	Turbo 码 (编码率 2/3, 束缚长度 4)
纠错解码	Max-Log-MAP (反复次数 6)
发射天线数	1
接收天线数	1
传播路径模型	12 路径指数衰减模型 脉冲间隔 : 12 路径间的功率比 : 1dB
最大多普勒频率	2000Hz
副载波间隔	15kHz
中心频率	2GHz
传播路径估计	已知
反复处理 的反复次数	8 (包括初次处理)

图 6

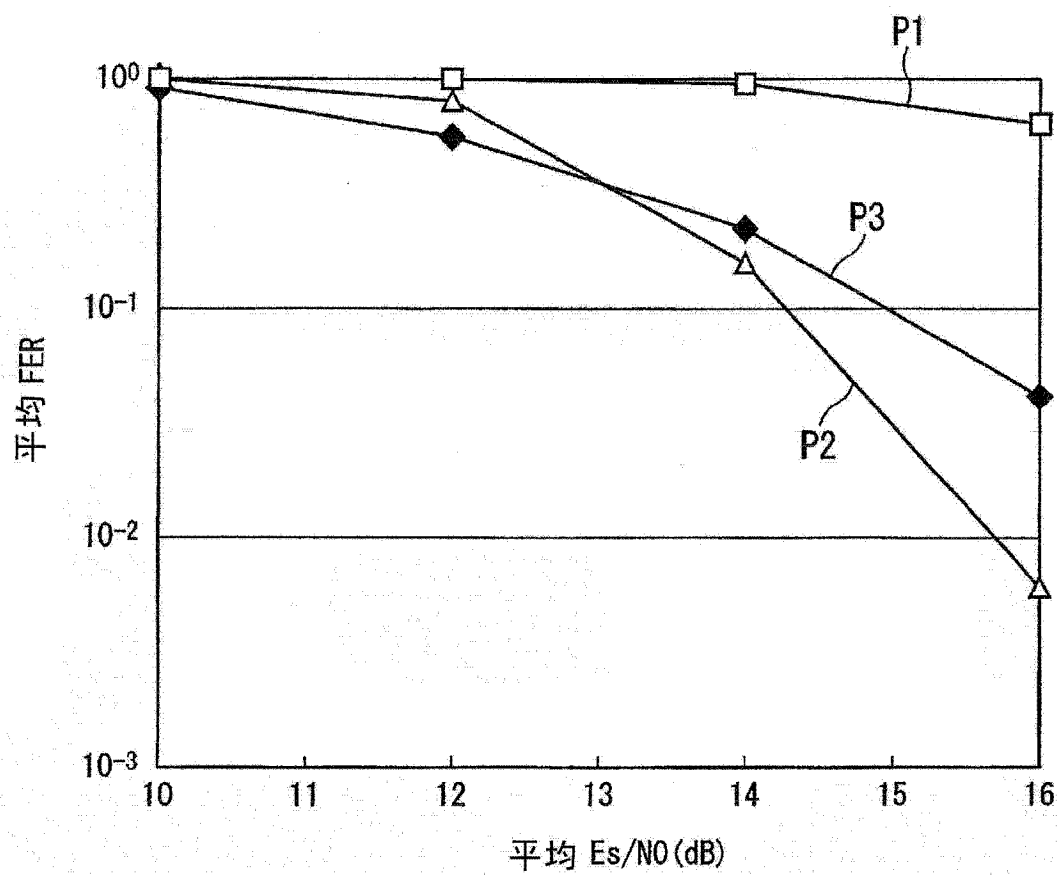


图 7

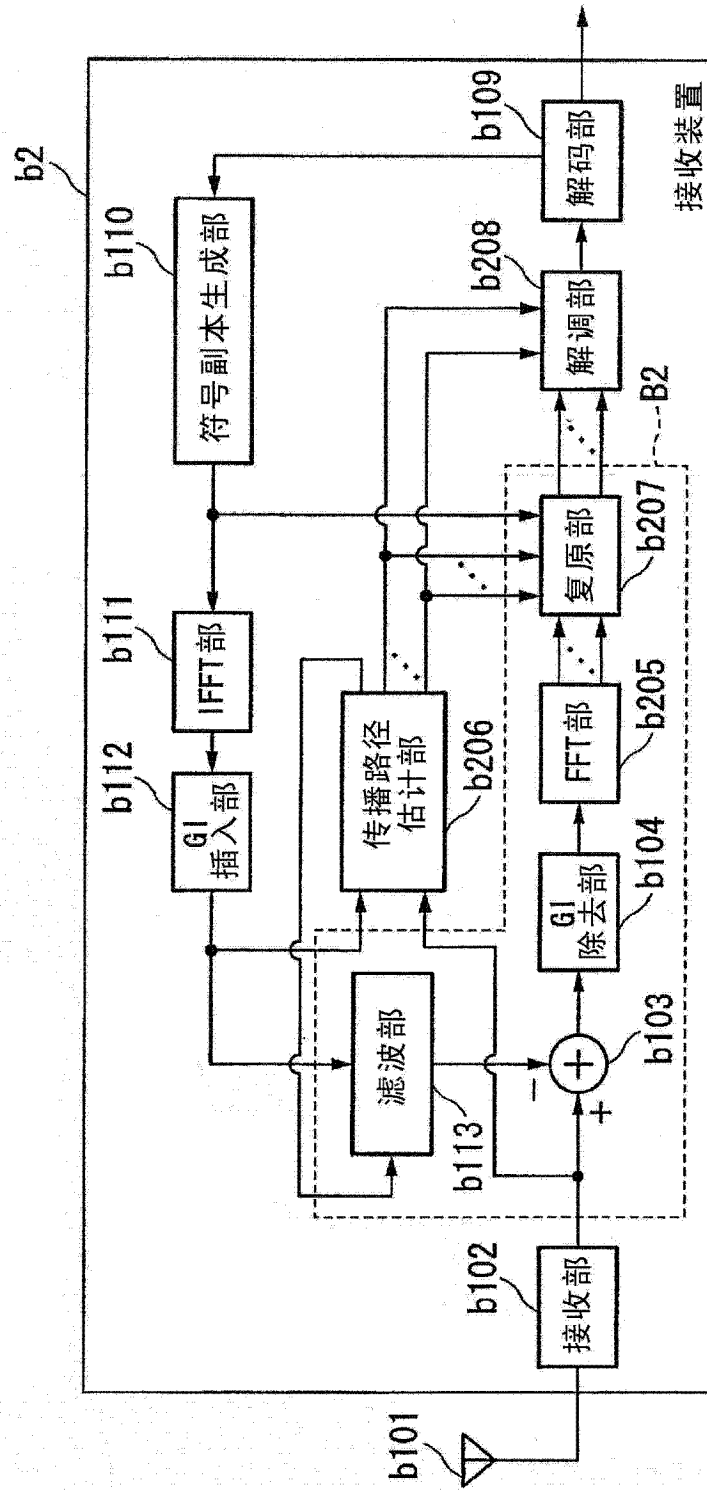


图 8

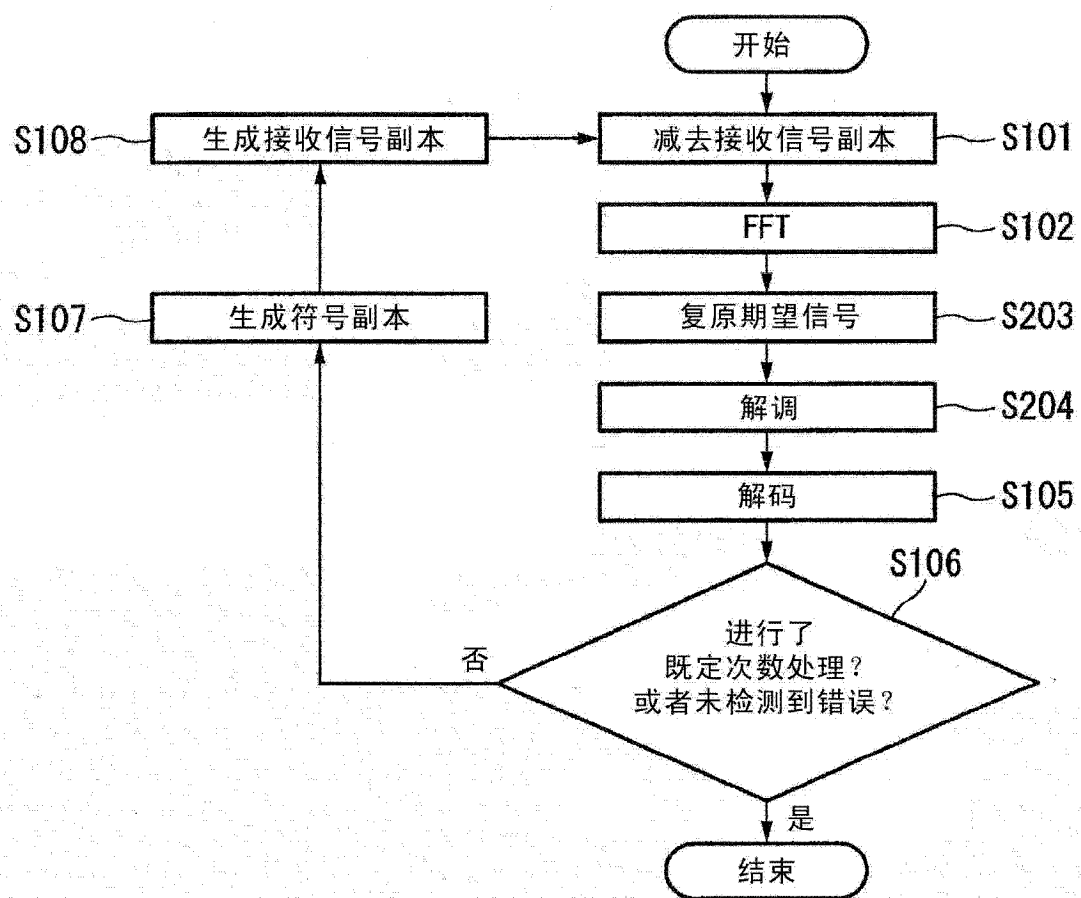


图 9

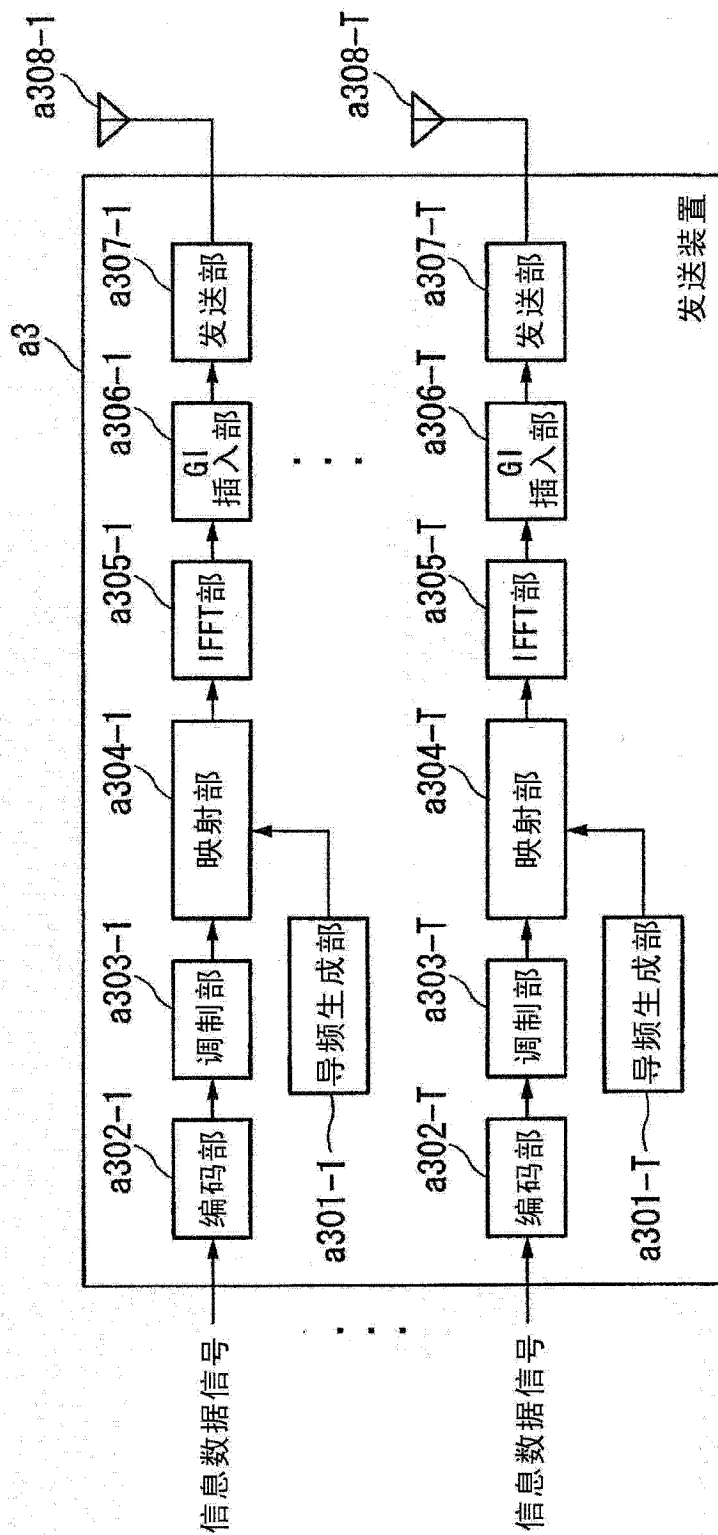


图 10

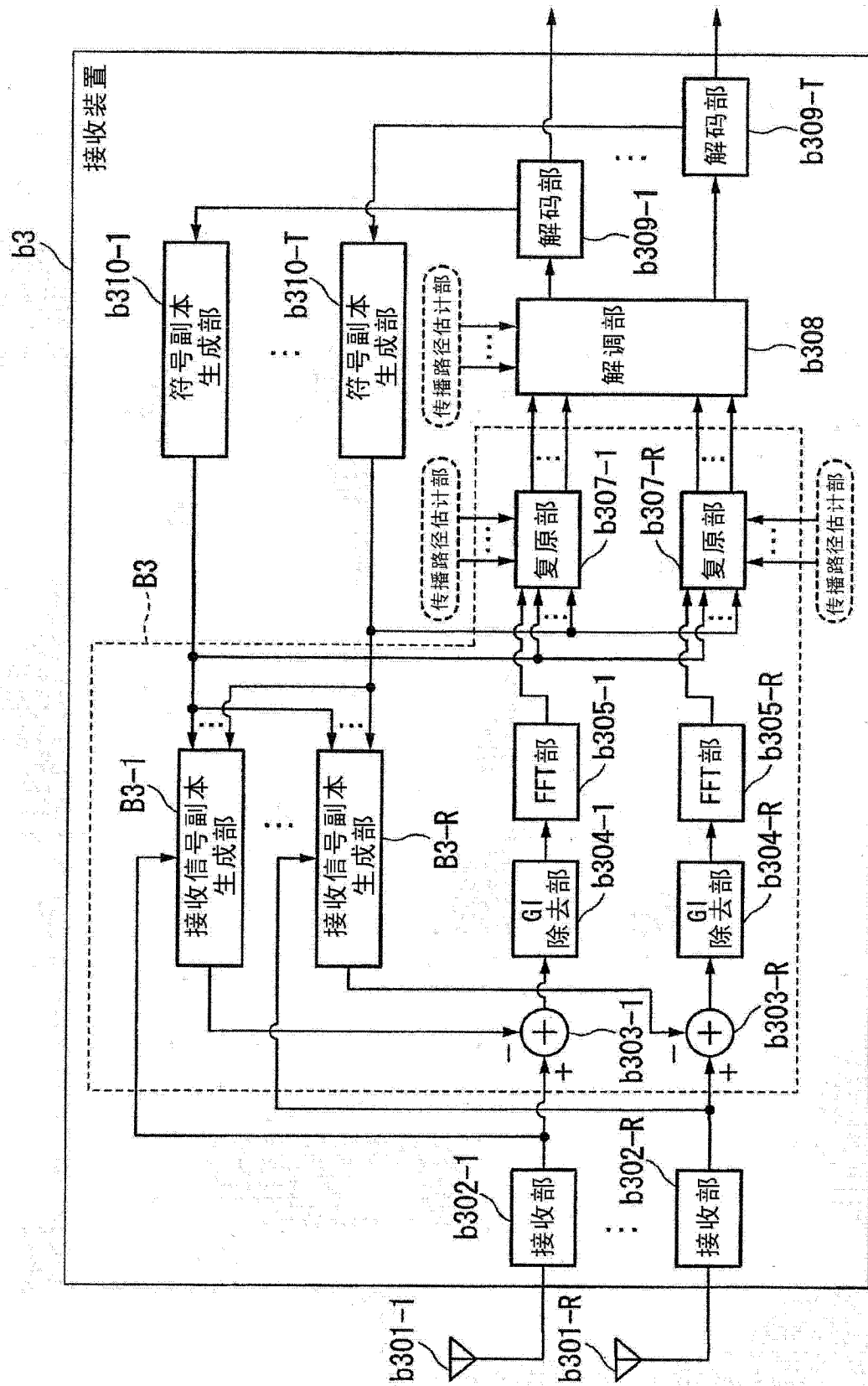


图 11

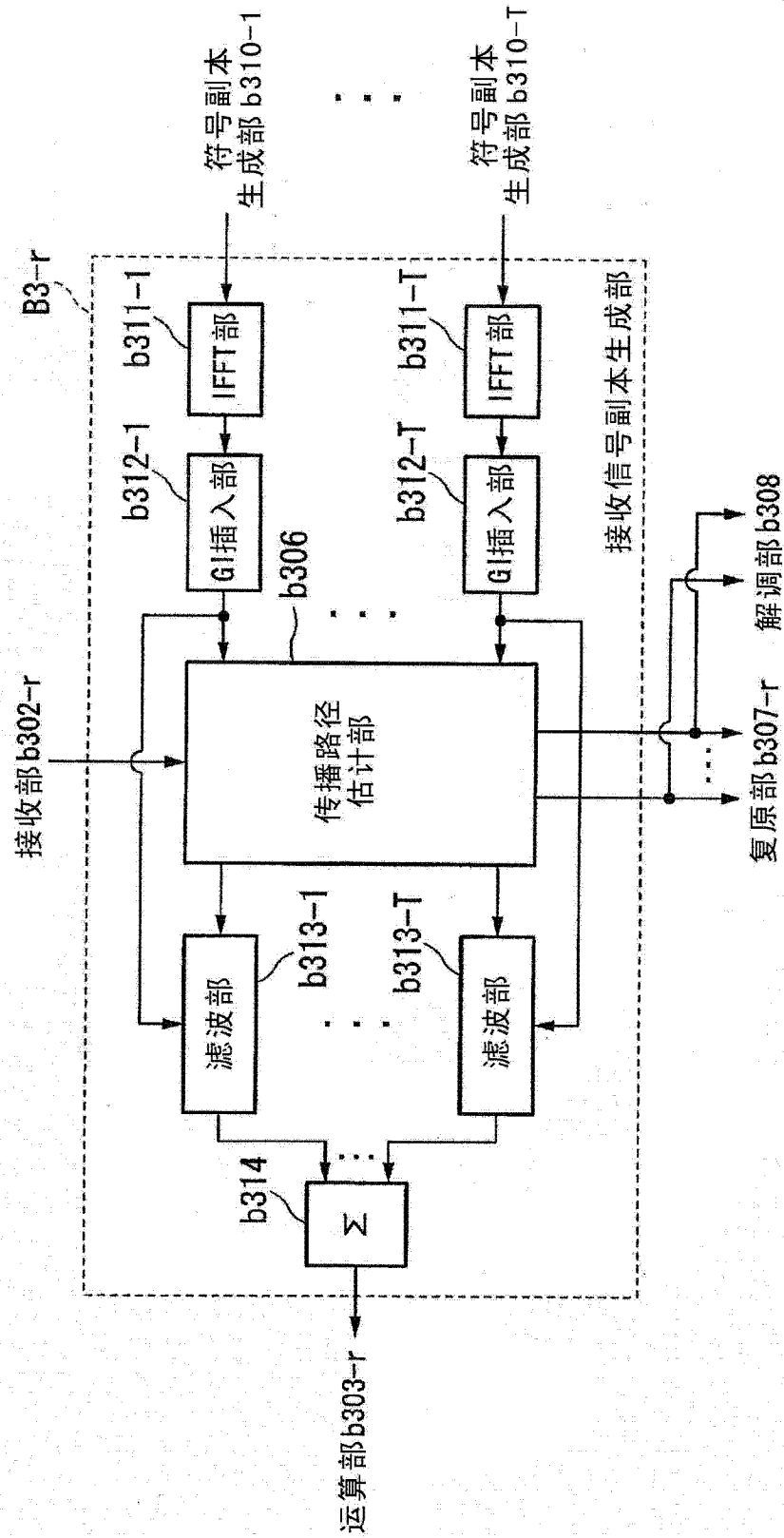


图 12

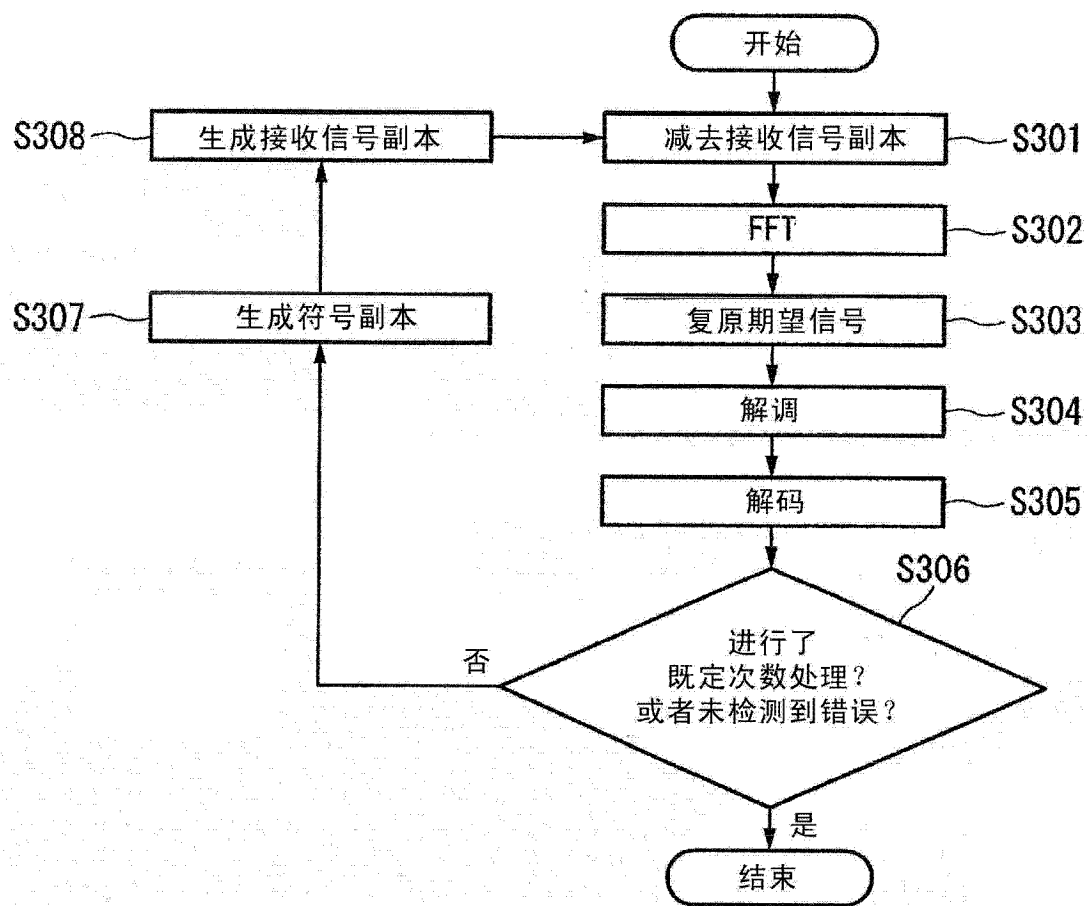


图 13