



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101682432 B

(45) 授权公告日 2013. 03. 06

(21) 申请号 200880017913. 7

H04B 17/00(2006. 01)

(22) 申请日 2008. 01. 10

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

142441/2007 2007. 05. 29 JP

CN 1380778 A, 2002. 11. 20, 全文.

CN 1751484 A, 2006. 03. 22, 全文.

CN 1717900 A, 2006. 01. 04, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 11. 27

JP 2003-264492 A, 2003. 09. 19, 说明书第
0050-0122 段、图 1-8.

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2008/050207 2008. 01. 10

审查员 胡延

(87) PCT申请的公布数据

W02008/146494 JA 2008. 12. 04

(73) 专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 原嘉孝 平明德 田岛贤一

纪平一成 高野道明 石冈和明

能田康义

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 许海兰

(51) Int. Cl.

H04L 27/32(2006. 01)

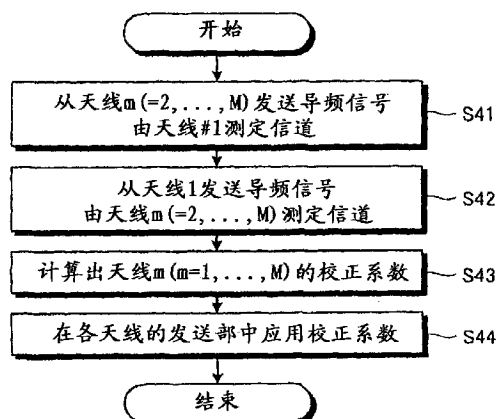
权利要求书 3 页 说明书 74 页 附图 53 页

(54) 发明名称

校准方法、通信系统、频率控制方法以及通信
装置

(57) 摘要

本发明所涉及的校准方法包括：第一信道推定步骤，从第一天线发送导频信号，并由与第一天线不同的第二天线进行接收而计算出第一信道推定值；第二信道推定步骤，从第二天线发送导频信号，并由第一天线接收导频信号而计算出第二信道推定值；以及校正系数计算步骤，使用第一以及第二信道推定值来计算校正系数。



1. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的通信装置进行各天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

第一信道推定步骤,从上述多个天线中的某一个即第一天线发送导频信号,由与该第一天线不同的第二天线接收该导频信号而计算出第一信道推定值;

第二信道推定步骤,从上述第二天线发送导频信号,由上述第一天线接收该导频信号而计算出第二信道推定值;以及

校正系数计算步骤,使用上述第一以及第二信道推定值,计算出用于对在上述第一天线以及上述第二天线之间发送接收的信号进行调整的校正系数,其中,

在上述第一信道推定步骤以及上述第二信道推定步骤中,根据上述第一天线与上述第二天线的距离来决定上述导频信号的发送功率,并发送调整成该决定的发送功率的导频信号。

2. 根据权利要求 1 所述的校准方法,其特征在于,

通过将上述第一天线固定地用作基准天线并且将该第一天线以外的上述多个天线全部作为上述第二天线而执行上述一连串的处理,对于基准天线以外的所有天线计算出校正系数。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的校准方法,其特征在于,

在上述校正系数计算步骤中,计算出用于对从基准天线以外的各天线发送的信号的相位以及振幅进行调整的校正系数、或用于调整相位的校正系数。

4. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的的第一通信装置以及第二通信装置进行双方所具备的各天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

第一校准步骤,上述第一通信装置固定地使用上述多个天线中的某一个,并与上述第二通信装置一起执行通过第一导频信号发送步骤、第一信道推定步骤、第二导频信号发送步骤、第二信道推定步骤以及校正系数计算步骤进行的校准处理,其中,在上述第一导频信号发送步骤中,上述第一通信装置发送导频信号,在上述第一信道推定步骤中,上述第二通信装置接收从上述第一通信装置发送的导频信号而计算出第一信道推定值,在上述第二导频信号发送步骤中,上述第二通信装置发送导频信号,在上述第二信道推定步骤中,上述第一通信装置接收从上述第二通信装置发送的导频信号而计算出第二信道推定值,在上述校正系数计算步骤中,上述第一通信装置根据上述第二信道推定值以及从上述第二通信装置得到的第一信道推定值,计算出用于对在与上述第二通信装置之间发送接收的信号进行调整的校正系数;以及

第二校准步骤,上述第一通信装置将上述固定地使用的天线视为上述第一天线而执行权利要求 1 所述的校准处理。

5. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的的第一通信装置以及第二通信装置进行双方所具备的各天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

第一校准步骤,上述第一通信装置固定地使用上述多个天线中的某一个,并与上述第二通信装置一起执行通过第一导频信号发送步骤、第一信道推定步骤、第二导频信号发送步骤、第二信道推定步骤以及校正系数计算步骤进行的校准处理,其中,在上述第一导频信号发送步骤中,上述第一通信装置发送导频信号,在上述第一信道推定步骤中,上述第二通信装置接收从上述第一通信装置发送的导频信号而计算出第一信道推定值,在上述第二导

频信号发送步骤中,上述第二通信装置发送根据上述第一信道推定值调整了相位的导频信号、或调整了相位以及振幅的导频信号,在上述第二信道推定步骤中,上述第一通信装置接收从上述第二通信装置发送的导频信号而计算出第二信道推定值,在上述校正系数计算步骤中,上述第一通信装置根据上述第二信道推定值,计算出用于对在与上述第二通信装置之间发送接收的信号进行调整的校正系数;以及

第二校准步骤,上述第一通信装置将上述固定地使用的天线视为上述第一天线而执行权利要求 1 所述的校准处理。

6. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的的第一通信装置以及第二通信装置进行双方所具备的天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

第一校准步骤,上述第一通信装置执行权利要求 1 所述的校准处理而执行自身具备的各天线间的校准;

第二校准步骤,上述第一通信装置固定地使用上述多个天线中的某一个天线,并与上述第二通信装置一起执行通过第一导频信号发送步骤、第一信道推定步骤、第二导频信号发送步骤、第二信道推定步骤以及校正系数计算步骤进行的校准处理,其中,在上述第一导频信号发送步骤中,上述第一通信装置发送导频信号,在上述第一信道推定步骤中,上述第二通信装置接收从上述第一通信装置发送的导频信号而计算出第一信道推定值,在上述第二导频信号发送步骤中,上述第二通信装置发送导频信号,在上述第二信道推定步骤中,上述第一通信装置接收从上述第二通信装置发送的导频信号而计算出第二信道推定值,在上述校正系数计算步骤中,上述第一通信装置根据上述第二信道推定值以及从上述第二通信装置得到的第一信道推定值,计算出用于对在与上述第二通信装置之间发送接收的信号进行调整的校正系数;以及

处理结果更新步骤,上述第一通信装置根据上述第二校准步骤中的处理结果来更新上述第一校准步骤中的处理结果。

7. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的的第一通信装置以及第二通信装置进行双方所具备的天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

第一校准步骤,上述第一通信装置执行权利要求 1 所述的校准处理而执行自身具备的各天线间的校准;

第二校准步骤,上述第一通信装置固定地使用上述多个天线中的某一个天线,并与上述第二通信装置一起执行通过第一导频信号发送步骤、第一信道推定步骤、第二导频信号发送步骤、第二信道推定步骤以及校正系数计算步骤进行的校准处理,其中,在上述第一导频信号发送步骤中,上述第一通信装置发送导频信号,在上述第一信道推定步骤中,上述第二通信装置接收从上述第一通信装置发送的导频信号而计算出第一信道推定值,在上述第二导频信号发送步骤中,上述第二通信装置发送根据上述第一信道推定值调整了相位的导频信号、或调整了相位以及振幅的导频信号,在上述第二信道推定步骤中,上述第一通信装置接收从上述第二通信装置发送的导频信号而计算出第二信道推定值,在上述校正系数计算步骤中,上述第一通信装置根据上述第二信道推定值,计算出用于对在与上述第二通信装置之间发送接收的信号进行调整的校正系数;以及

处理结果更新步骤,上述第一通信装置根据上述第二校准步骤中的处理结果来更新上述第一校准步骤中的处理结果。

8. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的第一通信装置以及第二通信装置进行双方所具备的各天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:

校准步骤,上述第一通信装置执行权利要求 1 所述的校准处理而执行自身具备的各天线间的校准;

第一导频信号发送步骤,上述第一通信装置使用上述多个天线来形成波束,使用该形成的波束来发送导频信号;

第一振幅测定步骤,上述第二通信装置对从上述第一通信装置发送的导频信号的振幅进行测定;

第二导频信号发送步骤,上述第二通信装置发送导频信号;

第二振幅测定步骤,上述第一通信装置使用上述波束接收从上述第二通信装置发送的导频信号,对该接收到的导频信号的振幅进行测定;以及

校正系数计算步骤,上述第一通信装置根据上述第一振幅测定结果以及上述第二振幅测定结果,计算出用于对经由上述多个天线发送接收的信号进行调整的校正系数。

9. 根据权利要求 8 所述的校准方法,其特征在于,

在上述第二通信装置具备多个天线的情况下,

在上述第一振幅测定步骤中,上述第二通信装置利用使用上述多个天线形成的波束来接收来自上述第一通信装置的导频信号,

在上述第二振幅测定步骤中,上述第二通信装置使用上述波束将上述导频信号发送给上述第一通信装置。

10. 一种校准方法,是以 TDD 方式进行通信的具备 M 个天线的通信装置 M 以及具备 N 个天线的通信装置 N 进行双方所具备的各天线的校准时的校准方法,其中 $M \geq 2, N \geq 2$,该校准方法的特征在于,包括:

M 天线校准步骤,上述通信装置 M 执行作为权利要求 4~9 中的任意一项所述的第一通信装置的处理,并且上述通信装置 N 固定地使用上述 N 个天线中的某一个来执行与该通信装置 M 执行的处理对应的作为权利要求 4~9 中的任意一项所述的第二通信装置的处理,从而进行该固定地使用的天线与上述 M 个天线之间的校准;以及

N 天线校准步骤,上述通信装置 N 执行作为权利要求 4~9 中的任意一项所述的第一通信装置的处理,并且上述通信装置 M 固定地使用上述 M 个天线中的某一个来执行与该通信装置 N 执行的处理对应的作为权利要求 4~9 中的任意一项所述的第二通信装置的处理,从而进行该固定地使用的天线与上述 N 个天线之间的校准。

校准方法、通信系统、频率控制方法以及通信装置

技术领域

[0001] 本发明涉及用于在无线通信中顺利地进行信号发送接收的数字处理。

背景技术

[0002] 对于高速无线通信的需求变高,需要高速的无线通信传送技术。因此,最近正在广泛地研究发送接收机使用多个天线来进行高速信号传送的技术。还设想在今后的移动通信中基站使用发送波束向多个终端同时进行空间多路复用传送的环境。另外,在终端中进行适合的发送波束形成时也可以降低通信中所需的发送功率。因此,高精度的发送波束形成技术成为今后的重要课题。

[0003] 其中,在上行链路和下行链路中交替地使用同一频率的 TDD(Time Division Duplex,时分双工)方式下发送波束形成时,期待可以利用传输路径可逆性的优点。通常,为了适当地控制发送波束,在发送机中需要信道信息。此时,在 TDD 方式中能够得到理想的传输路径可逆性时,从接收机向发送机使用导频信号进行信道测定,从而可以容易地掌握从发送机向接收机的信道状态。

[0004] 但是,在现实中,虽然在从发送机的天线端至接收机的天线端为止的实际传输路径中可逆性成立,但由于发送接收机电路内的模拟设备的特性差,在数字区域中测定的传输路径(以下称为测定传输路径)中完全的可逆性不成立。因此,在无线机中虽然在数字区域中进行传输路径测定,但为了使用可逆性,通常需要进行校准(calibration)以补偿发送接收机内的模拟特性差来维持测定传输路径中的可逆性。

[0005] 作为记载有与这样的校准相关的技术的文献,例如有下述非专利文献 1。在下述非专利文献 1 所记载的技术中,如图 59 所示在模拟区域中设置对路径进行开关的功能(结构),在模拟区域中对从天线 #1 发送前的信号进行分支。而且,通过将分支的信号插入到与其它的天线 #2 对应的模拟电路从而测定模拟特性。具体而言,如图所示,使用从天线 #1 的发送侧(T_1)向天线 #2 的接收侧(R_2)分支的信号来测定路径 A 的特性,使用从天线 #2 的发送侧(T_2)向天线 #1 的接收侧(R_1)分支的信号来测定路径 B 的特性。然后,根据该特性(测定结果)来补偿天线 #1 以及 #2 之间的模拟特性差。在该情况下,虽然也能够对应于两个天线的校准,但并非根据来自天线的发送信号,而是根据天线发送前的模拟区域中的信号传送来进行校准。

[0006] 另外,作为不同的现有技术存在下述专利文献 1。在下述专利文献 1 所记载的技术中,在图 60 所示的结构中,从与天线 #1 和天线 #2 对应的各自的信号发送部发送信号并由其它的天线 #0 的接收部进行接收,对来自天线 #1 的信号发送部的信号与来自天线 #2 的信号发送部的信号的相位差进行测定。而且,调整天线 #1 以及 #2 的信号发送部中的相位,以使该相位差与由于天线 #1 和天线 #0 的距离 d_1 以及天线 #2 和天线 #0 的距离 d_2 而发生的相位差一致。通过该处理,考虑天线 #1 以及 #2 中的模拟特性,使信号发送时的相位匹配。同样地,通过从天线 #1 和天线 #0 发送信号并由天线 #2 进行接收,使天线 #1 与天线 #0 的发送相位也匹配。另外,对于接收模拟特性,也可以同样地进行相位调整。

[0007] 但是,在本技术中需要在第三天线中测定天线间的相位差,需要最少三个天线。另外,需要事先取得由于天线间的距离 d_1 以及 d_2 而产生的相位差的数据。而且,在本技术中,将天线间的距离 d_1 以及 d_2 直接换算成相位差,但实际上将距离可否直接换算成相位差或可否测定依赖于周边环境。一般在自由空间传输路径中可以将距离直接换算成相位差。但是,在无线终端等周边的传输环境发生变化的情况下,由于来自周边的多径传输路径的影响,有各种反射。在这样的环境中,距离离开的两点处的相位差依赖于周边环境,认为难以仅根据距离容易地进行换算。

[0008] 另外,在下述非专利文献 2 中记载有与上述不同的现有技术。具体而言,在下述非专利文献 2 的 20.3.11.1 节中,示出了具有多个天线的无线机 A 与具有多个天线的无线机 B 通过 MIMO(Multi Input MultiOutput,多输入多输出)信道来进行校准的方法。在该校准方法中,从无线机 A 发送导频信号而在无线机 B 中测定 MIMO 信道,并将该测定信息通知给无线机 A。另外,从无线机 B 发送导频信号而在无线机 A 中测定 MIMO 信道。无线机 A 使用所通知的 MIMO 信道信息和所测定的 MIMO 信道信息,进行设定以使两个 MIMO 信道信息成为复数倍的关系(但是没有记载具体的设定方法)。

[0009] 另外,以往在一般的无线通信中,不进行在进行通信时发送侧对接收机中的绝对相位进行调整的作业。即,在发送机发送了无调制信号(载波)的情况下,信号经由无线传输路径到达接收机,但不进行发送机进行控制以使接收机中的载波的相位(以下称为载波相位)成为特定的值的作业。这是因为,即使不进行这样的控制,如果使用来自发送机的导频信号而在接收机中能够进行信道推定(估计),则也可以将信道推定的相位作为基准相位而接收信号。因此,不存在发送机对发送载波的载波相位进行控制的必要性。另外,虽然发送信号经由无线传输路径到达接收机,但由于无线传输路径易于变动,所以为了将载波相位控制成固定而需要很多的控制成本。因此,在以往的无线通信中,接收机中的载波相位由于传输路径变动而旋转的情况下,一般在接收机中通过信道推定来补偿其相位旋转量,从而调整基准相位。因此,发送机不进行如下控制:调整载波相位以使接收机中的载波相位成为固定。

[0010] 另外,在以往的无线通信中,在发送机 A、B 分别将信号 a、b 同时传送给一个接收机的情况下,在接收机中信号 a、b 的相对的载波相位不会成为问题。这是因为,如果接收机针对每个信号进行信道推定,并掌握各个信号的载波相位来进行信号接收,则在信号 a、b 发送接收时不会产生问题。

[0011] 专利文献 1:日本特开 2006-279668 号公报

[0012] 非专利文献 1:K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, T. Hori, "A novel configuration for realizing automatic calibration of adaptive array using dispersed SPDT switches for TDD systems", IEICE Trans. on Commun., Vol. E84-B, No. 9, pp. 2516-2522, Sept. 2001.

[0013] 非专利文献 2:IEEE P802.11n/D2.00, "Draft standard for information technology telecommunications and information exchange between systems-local and metropolitan area networks-specific requirements-Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications", Feb. 2007.

[0014] 发明要解决的课题

[0015] 但是,在上述以往的技术中,存在以下所示那样的应解决的课题。首先,在非专利文献 1 记载的技术中,需要在模拟区域中设置开关功能,存在成本变高的问题。特别是在终端等中搭载校准的情况下,低价格化重要,需要更简易(抑制了成本上升的结构)且高性能的校准方法。

[0016] 另外,为了实现专利文献 1 记载的技术至少需要三个天线,无法应用于两个天线的终端。另外,需要事先取得天线间的距离数据,在制造时,需要进行针对每个装置将不同的数据存储在存储器等中的等作业。另外,存在如下问题:由于天线间的距离能否被直接换算成相位差依赖于周边环境,所以特别是在多径环境中未必能保证校准精度。

[0017] 另外,在专利文献 1 记载的技术中,为了使所有天线的发送相位匹配而需要发送两次校准信号(导频信号),为了使所有天线的接收相位匹配,还需要发送两次校准信号。另外,在非专利文献 1 记载的技术中虽然也在相邻天线间进行校准,但存在如下问题:随着天线数增加,为了进行校准而需要反复进行更多的信号的发送接收。这样,在现有技术中需要发送大量的校准信号,期望提供可以通过更少的信号数来进行校准的技术。

[0018] 另外,在非专利文献 2 记载的技术中,记述了用于在具有多个天线的发送接收机间维持 MIMO 信道的可逆性的校准中所需的信号,但由于反馈 MIMO 信道信息,所以需要大量的控制信息量。由于用复数来表示信道信息,所以控制信息量较多,例如在由 N 个天线的发送机和 M 个天线的接收机构成的 MIMO 系统中,需要通知 $N \times M$ 个复数信道信息。因此,在 MIMO 信道中在发送接收机间进行校准的情况下,期望实现能够通过较少的反馈信息量来进行校准的方法。

[0019] 另外,以往发送机(发送侧的通信装置)不进行接收机(接收侧的通信装置)中的载波相位的控制。因此,在高速移动环境中在接收侧需要进行跟踪高速的相位变动的处理。但是,如果发送机可以事先控制接收机中的载波相位,则可以缓和接收机中的相位变动,可以比以往更容易地实现接收机的信号接收。因此,还期望提供发送机可以控制接收机中的载波相位的结构。

[0020] 而且,以往也不控制从多个发送机发送的多个信号在接收机中的相对的载波相位。但是,例如,如在中继传送中所看到的那样在多个中继发送机将同一信号发送给一个接收机的情况下,如果以成为相互相同的接收相位的形式发送信号,则在接收机中能够以高的接收功率来接收信号。为了实现这样的新的无线传送,需要可以对多个信号在接收机中的相对的载波相位进行控制的方法,但目前不存在该方法。

[0021] 另外,在多个发送机以在接收机中成为相同载波相位的方式进行设定而同时进行信号传送的情况下,重要的是在各发送机中进行合适的信号发送以及发送功率控制,但不存在这样的技术。

发明内容

[0022] 本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于得到一种校准方法,抑制装置结构超过所需地变得复杂,实现简易且高性能的校准。

[0023] 另外,目的在于得到一种即使天线数少且是多径环境也能够实现高性能的校准的校准方法。

[0024] 另外,目的在于得到一种校准方法,可以不依赖于天线数,通过较少的处理步骤而

使从多个天线发送的信号发送相位以及接收相位匹配。

[0025] 另外,目的在于得到一种校准方法,在 MIMO 信道中在发送接收机间进行校准的情况下,可以通过少量的反馈信息量来实现校准。

[0026] 另外,目的在于得到一种发送机可以控制接收机中的载波相位的通信系统。

[0027] 另外,目的在于得到一种通信系统,在多个发送机以在接收机中成为相同的载波相位的方式进行设定而同时进行信号传送的情况下,各发送机进行合适的载波相位设定以及发送功率控制。

[0028] 用于解决课题的手段

[0029] 为了解决上述课题,并达成目的,本发明提供一种以 TDD 方式进行通信的具备多个天线的通信装置进行各天线的校准时的校准方法,其特征在于,包括:第一信道推定步骤,从上述多个天线中的某一个即第一天线发送导频信号,由与该第一天线不同的第二天线接收该导频信号而计算出第一信道推定值;第二信道推定步骤,从上述第二天线发送导频信号,由上述第一天线接收该导频信号而计算出第二信道推定值;以及校正系数计算步骤,使用上述第一以及第二信道推定值,计算出用于对在上述第一天线以及上述第二天线之间发送接收的信号进行调整的校正系数。

[0030] 发明的效果

[0031] 根据本发明,起到如下效果:在实现不与其它装置通信而进行校准的自校准的情况下,无需专用附加电路,可以通过简易的数字处理来执行校准,实现无线通信装置的大幅简易化。

附图说明

[0032] 图 1 是示出应用了 TDD 方式的通信系统中的基站的天线与终端的天线 m 之间的传送模型的图。

[0033] 图 2 是示出在多个天线间进行校准的终端的装置结构例的图。

[0034] 图 3-1 是示出在终端的多个天线间进行校准时的信号传送模型的图。

[0035] 图 3-2 是示出在终端的多个天线间进行校准时的信号传送模型的图。

[0036] 图 4 是示出实施方式 1 的校准步骤的一个例子的流程图。

[0037] 图 5 是示出在终端的多个天线间进行校准时的信号传送模型的图。

[0038] 图 6 是示出实施方式 4 的终端以及基站的装置结构例的图。

[0039] 图 7 是示出实施方式 4 的校准步骤的一个例子的流程图。

[0040] 图 8 是示出控制信息的比特结构例的图。

[0041] 图 9 是示出控制信息的比特结构例的图。

[0042] 图 10 是示出实施方式 5 的校准步骤的一个例子的流程图。

[0043] 图 11-1 是示出相位信息的通知格式的一个例子的图。

[0044] 图 11-2 是示出从终端向基站通知相位信息时的控制信号的结构例的图。

[0045] 图 11-3 是示出从基站向终端通知相位振幅信息时的控制信号的结构例的图。

[0046] 图 12-1 是示出导频信号发送格式的一个例子的图。

[0047] 图 12-2 是示出导频信号发送格式的一个例子的图。

[0048] 图 12-3 是示出导频信号发送格式的一个例子的图。

- [0049] 图 12-4 是示出导频信号发送格式的一个例子的图。
- [0050] 图 13 是示出校准步骤的一个例子的图。
- [0051] 图 14 是示出校准步骤的一个例子的图。
- [0052] 图 15 是示出校准步骤的一个例子的图。
- [0053] 图 16 是示出校准步骤的一个例子的图。
- [0054] 图 17 是示出用于通知可以利用的子带 (sub-band) 的信息格式的一个例子的图。
- [0055] 图 18-1 是示出用于通知发送导频信号数的信息格式的一个例子的图。
- [0056] 图 18-2 是示出从终端向基站通知各天线发送导频信号的子带的 ID 时的控制信号的结构例的图。
- [0057] 图 18-3 是示出实施方式 8C 的传输路径测定步骤的一个例子的图。
- [0058] 图 18-4 是示出实施方式 8C 的校准中利用的 OFDMA 频率的一个例子的图。
- [0059] 图 18-5 是示出实施方式 8D 的校准动作的一个例子的图。
- [0060] 图 18-6 是示出应用了实施方式 8D 的校准的无线机的性能评价结果的图。
- [0061] 图 18-7 是示出从终端向基站通知发送导频信号的天线序号时的通知格式的一个例子的图。
- [0062] 图 18-8 是示出实施方式 8E 的校准控制的一个例子的图。
- [0063] 图 18-9 是示出在实施方式 8E 的校准控制下基站发送的 CAL 支持委托信号的一个例子的图。
- [0064] 图 18-10 是示出接收到 CAL 支持委托信号的无线机发送的 CAL 可支持信号的一个例子的图。
- [0065] 图 18-11 是示出应用了实施方式 8E 的校准的终端的性能评价结果的图。
- [0066] 图 19 是示出对随机接入信道 (random access channel) 进行接入 (access) 时的信号格式的一个例子的图。
- [0067] 图 20 是示出下行链路通知信号格式的一个例子的图。
- [0068] 图 21 是示出分组传送的时间单位、传输路径变动的时间单位、模拟设备特性的变动时间单位的关系例的图。
- [0069] 图 22 是示出实施方式 11 的校准步骤的流程图。
- [0070] 图 23 是示出实施方式 12 的校准步骤的流程图。
- [0071] 图 24 是示出实施方式 13 的校准步骤的流程图。
- [0072] 图 25 是示出实施方式 13 的终端以及基站的装置结构例的图。
- [0073] 图 26 是示出实施方式 14 的校准步骤的流程图。
- [0074] 图 27 是示出实施方式 14 的终端以及基站的装置结构例的图。
- [0075] 图 28 是示出在实施方式 15 中进行的校准的概要的图。
- [0076] 图 29 是示出实施方式 15 的校准步骤的流程图。
- [0077] 图 30 是示出实施方式 16 的校准动作中的基站与终端的天线间的路径的图。
- [0078] 图 31 是示出实施方式 18 的校准动作的概要的图。
- [0079] 图 32 是示出“间接校准支持信号”的一个例子的图。
- [0080] 图 33 是示出基站向终端通知的校准信号的格式的一个例子的图。
- [0081] 图 34 是示出终端向无线机 A 发送的间接校准要求信号的格式的一个例子的图。

- [0082] 图 35 是示出进行实施方式 19 的校准的终端的装置结构例的图。
- [0083] 图 36 是示出实施方式 19 的相位传送控制例的流程图。
- [0084] 图 37 是示出信道推定的高精度化处理过程的图。
- [0085] 图 38 是用于通知是否为与载波相位发送控制对应的机种的信号格式的一个例子的图。
- [0086] 图 39 是示出实施方式 19 中使用的信号传送格式例的图。
- [0087] 图 40 是示出基站中的信道推定动作决定步骤的一个例子的图。
- [0088] 图 41 是示出上行链路信号的格式例的图。
- [0089] 图 42 是实施方式 19 中使用的信号格式的一个例子的图。
- [0090] 图 43 是实施方式 19 中使用的信号格式的一个例子的图。
- [0091] 图 44 是实施方式 19 中使用的信号格式的一个例子的图。
- [0092] 图 45 是示出进行实施方式 21 的校准的终端的装置结构例的图。
- [0093] 图 46 是示出实施方式 21 的校准步骤的流程图。
- [0094] 图 47 是示出定时 (timing) 控制步骤和载波相位发送控制的执行步骤的流程图。
- [0095] 图 48 是示出多个终端对基站同时发送信号的样子图。
- [0096] 图 49 是用于说明实施方式 22 的控制动作的图。
- [0097] 图 50-1 是示出实施方式 23A 的控制动作的一个例子的流程图。
- [0098] 图 50-2 是示出实施方式 23B 的传送控制步骤的一个例子的图。
- [0099] 图 50-3 是示出实施方式 23C 的协同发送波束控制步骤的一个例子的图。
- [0100] 图 51 是用于说明实施方式 24 的控制动作的图。
- [0101] 图 52 是用于说明实施方式 25 的控制动作的图。
- [0102] 图 53 是示出实施方式 27 的终端以及基站的装置结构例的图。
- [0103] 图 54-1 是示出实施方式 27 的终端以及基站的装置结构例的图。
- [0104] 图 54-2 是示出实施方式 29A 中使用的导频信号发送格式的一个例子的图。
- [0105] 图 54-3 是用于对应用了实施方式 29A 的频率校正方法的系统的性能进行评价的评价环境的图。
- [0106] 图 54-4 是示出通过实施方式 29A 的方法以及以往的方法来进行载波频率控制时的载波频率误差与 SNR 的关系的图。
- [0107] 图 54-5 是示出应用了实施方式 29A 的方法时的载波频率误差与控制时间的关系的图。
- [0108] 图 55 是示出频率控制步骤的一个例子的流程图。
- [0109] 图 56 是示出在实施方式 30 中通知各种信息时的信息格式例的图。
- [0110] 图 57 是示出在实施方式 30 中通知各种信息时的信息格式例的图。
- [0111] 图 58 是示出在实施方式 30 中通知各种信息时的信息格式例的图。
- [0112] 图 59 是用于说明现有技术的图。
- [0113] 图 60 是用于说明现有技术的图。
- [0114] 图 61 是示出在 OFDMA/TDD 中进行信道测定的子带的图。
- [0115] 图 62 是示出具有不同的载波频率的多个中继无线机协同地进行发送波束形成时的控制步骤的一个例子的图。

[0116] 图 63 是示出实施方式 34 的系统结构的一个例子的图。

[0117] 图 64 是示出在实施方式 35A 的校准方法中使用的信道测定用导频信号的发送帧的结构例的图。

[0118] 图 65 是示出在实施方式 35A 的校准方法中使用的信号格式以及控制信号结构的一个例子的图。

[0119] 图 66 是示出实施方式 35B 的基站以及终端的结构例的图。

[0120] 图 67 是示出实施方式 35B 中的校准动作的一个例子的流程图。

[0121] 图 68 是示出实施方式 35C 的基站以及终端的结构例的图。

[0122] 图 69 是示出实施方式 35C 中的校准动作的一个例子的流程图。

[0123] 图 70 是示出实施方式 35E 的基站以及终端的结构例的图。

[0124] 附图标记说明

[0125] 1、2、3、20 :天线 ;

[0126] 11、21 :信号发送接收部 ;

[0127] 12、22 :校准控制部 ;

[0128] 13-1 ~ 13-M、23 :信号校正部 ;

[0129] 14-1 ~ 14-M、24 :D/A 变换部 ;

[0130] 15-1 ~ 15-M、25 :发送信号放大部 ;

[0131] 16-1 ~ 16-M、26 :接收信号放大部 ;

[0132] 17-1 ~ 17-M、27 :A/D 变换部 ;

[0133] 18 :控制信息接收部 ;

[0134] 28 :控制信息生成部 ;

[0135] 100-1 ~ 100-n、100a-1 ~ 100a-n、100b-1 ~ 100b-n :基站 ;

[0136] 101 :GPS 接收部 ;

[0137] 102 :频率锁定部 ;

[0138] 103 :振幅 / 相位控制部 ;

[0139] 104 :下行信号发送部 ;

[0140] 105 :上行导频信号接收部 ;

[0141] 106 :下行帧发送部 ;

[0142] 107 :上行控制信号接收部 ;

[0143] 108 :相位控制用帧发送部 ;

[0144] 109 :数据帧发送部 ;

[0145] 110 :上行帧接收部 ;

[0146] 111 :开关 ;

[0147] 200、200a、200b :终端 ;

[0148] 201 :下行信号接收部 ;

[0149] 202 :上行导频信号发送部 ;

[0150] 203 :同步检波部 ;

[0151] 204、204b :合成部 ;

[0152] 205 :相对相位信息测定部 ;

[0153] 206 :上行控制信号发送部 ;

[0154] 207 :上行帧发送部。

具体实施方式

[0155] 以下,根据附图,对本发明的校准方法的实施方式进行详细说明。另外,本发明不限于该实施方式。

[0156] 此处,在开始说明各实施方式时,首先示出在本发明中重要的与传输路径可逆性条件相关的逻辑展开。本逻辑展开在以往没有,而是根据本发明进行的,并形成发明的基本概念。

[0157] (传送模型)

[0158] 在无线通信设备中,根据天线与 A/D 变换 (或 D/A 变换) 之间的模拟设备特性,在数字区域中测定的传输路径 (测定传输路径) 的状态也不同。通常,在仅处理数字信号的情况下,一般包括模拟设备特性和实际传输路径而作为“测定传输路径”进行处理。但是,在以下示出的各实施方式的说明中,为了进行模拟特性的讨论,有时将测定传输路径分离成实际传输路径和模拟特性而进行了记载。此处,将无线机的发送系统或接收系统中的模拟设备的复数增益分别设为 T、R。

[0159] 图 1 示出 TDD 方式下的基站的一个天线与终端 k 的天线 m 之间的传送模型。将基站以及终端 k 的天线 m 的发送模拟增益分别设为 T_{BS} 、 $T_{k,m}$, 将接收模拟增益分别设为 R_{BS} 、 $R_{k,m}$ 。通常,在无线通信系统中 T_{BS} 、 $T_{k,m}$ 、 R_{BS} 、 $R_{k,m}$ 在传送频带内成为大致恒定的情况较多,以与分组传送或衰落周期相比充分长的时间单位 t_{RF} (例如 10 秒以上), 根据模拟设备的温度特性而进行变动。

[0160] 此时,通过下式 (1) 来分别示出在基站与终端 k 的天线 m 之间的数字区域中测定的上行链路测定传输路径的增益 $h_{k,m}^{(UL)}$ 以及下行链路测定传输路径的增益 $h_{k,m}^{(DL)}$ 。

$$[0161] \quad h_{k,m}^{(UL)} = T_{k,m} \cdot g_{k,m}^{(UL)} \cdot R_{BS}$$

$$[0162] \quad h_{k,m}^{(DL)} = T_{BS} \cdot g_{k,m}^{(DL)} \cdot R_{k,m} \quad \dots (1)$$

[0163] 此处, $g_{k,m}^{(UL)}$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}$ 分别是上行链路以及下行链路中的基站与终端 k 的天线 m 之间的实际传输路径的增益。

[0164] 根据电波传输理论,在没有变动的实际传输路径中,可逆性成立而成为 $g_{k,m}^{(UL)} = g_{k,m}^{(DL)}$ 。在有天线的耦合、各种反射的无线通信环境中,该关系成立。另一方面, T_{BS} 、 $T_{k,m}$ 、 R_{BS} 、 $R_{k,m}$ 由于以长周期相互独立地变动,所以测定传输路径增益一般成为 $h_{k,m}^{(UL)} \neq h_{k,m}^{(DL)}$ 。如果这样在测定传输路径中不进行合适的校正,则可逆性不成立。

[0165] (TDD 方式下的传输路径可逆性的条件)

[0166] 为了使在 TDD 方式下测定的传输路径的可逆性成立,需要进行校准。例如,在后述的实施方式 1 中,如图 1 所示对基站的数字发送部以及终端 k 的天线 m 的数字发送部 (与终端 k 的各天线对应的数字发送部) 分别乘以复数校正系数 u_{BS} 、 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$) 来进行校准。此时,进行了基站与终端 k 的天线 m 之间的校正的上行链路测定传输路径表示为 $u_{k,m} h_{k,m}^{(UL)}$, 进行了校正的下行链路的测定传输路径表示为 $u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}$ 。因此,为了在终端 k 的天线 m ($m = 1, \dots, M$) 与基站之间维持可逆性而需要下式 (2) 的条件。

$$[0167] \quad \frac{u_{k,1}h_{k,1}^{(UL)}}{u_{BS}h_{k,1}^{(DL)}} = \dots = \frac{u_{k,1}h_{k,M}^{(UL)}}{u_{BS}h_{k,M}^{(DL)}} = \eta \quad \dots(2)$$

[0168] 此处, η 是复数系数, 以下, 将 $\eta = 1$ 的情况称为“狭义的可逆性”, 将 $\eta \neq 1$ 的情况称为“广义的可逆性”。即使是广义的可逆性, 如果与上下链路的测定传输路径增益存在比例关系, 则也具有可以进行发送波束形成等的实用上的优点。但是, 如后述实施方式所示, 在狭义的可逆性 ($\eta = 1$) 中具有更多的优点。而且, 在使用式 (1) 时, 式 (2) 表示成下式 (3) 的形式。

$$[0169] \quad \frac{u_{k,1}T_{k,1}}{R_{k,1}} = \dots = \frac{u_{k,M}T_{k,M}}{R_{k,M}} = \eta \frac{u_{BS}T_{BS}}{R_{BS}} \quad \dots(3)$$

[0170] 根据该结果可知, 系数 $u_{k,m}$ 仅依赖于 T_{BS} 、 $T_{k,m}$ 、 R_{BS} 、 $R_{k,m}$, 而不依赖于实际传输路径的增益 $g_{k,m}^{(UL)}$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}$ 。因此, 如果一旦设定了满足式 (3) 的 $u_{k,m}$, 则即使实际传输路径的增益 $g_{k,m}^{(UL)}$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}$ 发生变动, 式 (2) 的测定传输路径的可逆性也被维持, 与模拟特性的变动对应地以长时间单位更新 $u_{k,m}$ 即可。因此, 在校准中, 重要的是通过简易的方案来取得可以实现式 (2) 的校正系数 $u_{k,m}$ 。特别是, 期望在廉价的终端中也可以利用可逆性的简易的校准。

[0171] 以上是在构筑校准技术时重要的本发明中导出的基础理论。以后, 考虑该理论性的关系, 来详细地说明本发明的校准技术。另外, 在各实施方式中, 为了简化表现, 设想蜂窝系统 (cellular system), 将两个无线机设为“基站”、“终端 k”而进行说明。但是, 在实际环境中此处记述的“基站”、“终端 k”也可以是包括基站、中继装置、终端的任意无线设备。

[0172] 另外, 在各实施方式中处理满足广义的可逆性条件 ($\eta \neq 1$) 的校准和满足狭义的可逆性条件 ($\eta = 1$) 的校准的双方。其中, 首先在实施方式 1 中, 示出在具有多个天线的终端 k 中满足广义的可逆性条件 ($\eta \neq 1$) 的自校准。

[0173] 在以后的说明中, 叙述各种实施方式, 但所有实施方式都是根据“使用在实际传输路径中可逆性成立的 ($g_{k,m}^{(UL)} = g_{k,m}^{(DL)}$) 这样的原理”的共同构思进行的一连串的发明以及从该发明派生地发生的实施方式, 是将一个基本发明具体化而得到的。另外, 在发明者知晓的范围内尚不存在实施方式 1 ~ 3 中叙述的具有多个天线的无线机单独进行校准 (相位校正、相位振幅校正) 时使用实际传输路径的可逆性的技术。另外, 在发明者知晓的范围内尚不存在实施方式 4 以后叙述的在一个无线机与其它无线机进行校准时使用实际传输路径的可逆性来维持狭义的可逆性的技术。而且, 虽然在实施方式 27 以后还叙述了频率校正, 但也同样地尚不存在使用了该实际传输路径的可逆性的频率校正。另外, 通过所有实施方式公开了可以使用实际传输路径的可逆性来进行与现有技术相比更高效的控制的方法。在本说明书中, 通过利用在实际传输路径中可逆性成立的情形, 与现有技术相比, 可以使相位校正、相位振幅校正、频率校正的技术得到飞跃的进步。另外, 叙述了不仅是无线传送技术, 而且在无线系统中也可以实现大幅发展的技术。

[0174] 实施方式 1

[0175] 在本实施方式中, 说明在 TDD 方式下以使由数字部测定的传输路径的可逆性成立的方式进行信号的校正的校准方案。

[0176] 此处, 图 2 是示出在多个天线间进行校准的终端的结构例的图。另外, 图 3 是示出在终端的多个天线间进行校准时的信号传送模型的图, 图 4 是示出实施方式 1 的校准步骤

的一个例子的流程图。

[0177] 图 2 所示的终端 k 具备:多个天线 $m(m = 1, \dots, M)$;信号发送接收部 11;进行用于实现本发明的校准方法的控制的校准控制部 12;与各天线一一对地对应,使用复数校正系数来消除从信号发送接收部 11 输出的数字发送信号中包含的相位偏差 / 振幅偏差的多个信号校正部 ($u_{k,m}$) 13-m ($m = 1, \dots, M$);将来自信号校正部 13-m 的输出信号变换成模拟信号的多个 D/A 变换部 (D/A) 14-m;对来自 D/A 变换部 14-m 的输出信号乘以发送模拟增益的多个发送信号放大部 ($T_{k,m}$) 15-m;对由对应的天线接收到的信号乘以接收模拟增益的多个接收信号放大部 ($R_{k,m}$) 16-m;以及将来自接收信号放大部 16-m 的输出信号变换成数字信号的多个 A/D 变换部 (A/D) 17-m。

[0178] 使用以上的图 2 ~ 图 4 来说明本实施方式的终端 (通信终端) 执行的校准动作。在本实施方式中通过以下的控制步骤来进行校准。

[0179] (1-1) 终端 k 从各天线 m 发送导频信号,而且,由天线 1 接收这些导频信号,使用接收导频信号来测定与来自天线 m ($m = 2, \dots, M$) 的导频信号对应的信道 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 。具体而言,校准控制部 12 向与天线 m ($m = 2, \dots, M$) 对应的各 D/A 变换部输入导频信号,并从各天线 m 发送导频信号。然后,由天线 1 接收这些导频信号,使用与天线 1 对应的 A/D 变换部 17-1 的输出信号,校准控制部 12 测定 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ (图 4、步骤 S41)。此时,关于来自天线 m 的各导频信号,既可以以不同的时间或频率发送导频信号,也可以以相同的时间 / 频率来发送相互正交的导频信号。另外,在以相同的时间 / 频率发送正交的导频信号的情况下,具有能够以少的时频域传送信号的特别的优点。

[0180] (1-2) 终端 k 从天线 1 发送导频信号,而且,利用天线 m ($= 2, \dots, M$) 接收该导频信号,使用接收导频信号来测定与来自天线 1 的导频信号对应的各信道 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ 。具体而言,校准控制部 12 向与天线 1 对应的 D/A 变换部 (在该情况下是 D/A 变换部 14-1) 输入导频信号,并从天线 1 发送导频信号。然后,利用天线 m 接收该导频信号,使用来自与天线 m 对应的 A/D 变换部 17-m 的输出信号,校准控制部 12 测定 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ (步骤 S42)。

[0181] (1-3) 校准控制部 12 使用执行上述步骤 (1-1) 以及 (1-2) 而得到的测定信道信息 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 、 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ ($m = 2, \dots, M$),计算出天线 m 的校正系数 $u_{k,m} = u_{k,1}(h_{k,m}^{\text{self},R}/h_{k,m}^{\text{self},F})$ (步骤 S43)。另外, $u_{k,1}$ 可以设定成任意的值。

[0182] (1-4) 终端 k 在与各天线 m ($m = 1, \dots, M$) 对应的发送部 (相当于从信号发送接收部 11 经由信号校正部 13-m、D/A 变换部 14-m、发送信号放大部 15-m 到达天线 m 的系统) 中应用执行上述步骤而计算出的校正系数 $u_{k,m}$ (步骤 S44)。另外,校准控制部 12 进行该控制。

[0183] 此处,测定信道信息 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 表示从终端 k 的天线 m 向天线 1 (基准天线) 的路径中的测定传输路径增益,测定信道信息 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ 表示从天线 1 向天线 m 的路径中的测定传输路径增益。另外,也可以调换上述步骤 (1-1) 和 (1-2) 的顺序。

[0184] 图 3-1 以及图 3-2 是示出在终端的多个天线间进行校准时的信号传送模型的图,示出了测定传输路径与实际传输路径的关系。在测定传输路径中除了实际传输路径以外还包含发送接收系统的模拟设备特性。通过本实施方式的步骤,对于在数字区域中测定的测定传输路径,广义的可逆性成立。其结果,在信号发送接收部 11 中,在测定传输路径中广义的可逆性成立,可以进行信号发送接收以及传送控制。另外,图 3-1 对应于上述步骤 S41 (相

当于步骤 (1-1)) 的处理,图 3-2 对应于上述步骤 S42(相当于步骤 (1-2))。

[0185] 以下,说明通过本实施方式的校准而在测定传输路径中广义的可逆性成立的理由。首先,如图 3-1 以及图 3-2 所示,通过下式 (4)、(5) 来分别表示测定传输路径增益 $h_{k,m}^{\text{self,F}}$ 、 $h_{k,m}^{\text{self,R}}$ 。

$$[0186] \quad h_{k,m}^{\text{self,F}} = T_{k,m} \cdot g_{k,m}^{\text{self,F}} \cdot R_{k,1} \quad \dots (4)$$

$$[0187] \quad h_{k,m}^{\text{self,R}} = T_{k,1} \cdot g_{k,m}^{\text{self,R}} \cdot R_{k,m} \quad \dots (5)$$

[0188] 此处, $g_{k,m}^{\text{self,F}}$ 表示从终端 k 的天线 m 向天线 1 的实际传输路径的增益, $g_{k,m}^{\text{self,R}}$ 表示从终端 k 的天线 1 向天线 m 的实际传输路径的增益。在实际传输路径中可逆性 ($g_{k,m}^{\text{self,R}} = g_{k,m}^{\text{self,F}}$) 成立。

[0189] 在测定传输路径中为了使广义的可逆性成立,需要使式 (2) 至下式 (6) 成立。

$$[0190] \quad \frac{u_{k,1} T_{k,1}}{R_{k,1}} = \dots = \frac{u_{k,M} T_{k,M}}{R_{k,M}} \quad \dots (6)$$

[0191] 根据式 (4)、(5)、(6),关于校正系数 $u_{k,m}$,下式 (7) 成立。

$$[0192] \quad \frac{u_{k,m}}{u_{k,1}} = \frac{T_{k,1} / R_{k,1}}{T_{k,m} / R_{k,m}} = \frac{h_{k,m}^{\text{self,R}}}{h_{k,m}^{\text{self,F}}} \quad \dots (7)$$

[0193] 在式 (6) 中,相对于 M 个变量 $u_{k,1}, \dots, u_{k,M}$,存在 M-1 个条件式, $u_{k,1}, \dots, u_{k,M}$ 具有标量 (scalar) 倍的自由度。因此,可以将 $u_{k,1}$ 设定成非零的任意的值。例如,在设定成 $u_{k,1} = 1$ 时,通过下式 (8) 给出 $u_{k,m}$ 。

$$[0194] \quad u_{k,m} = \frac{h_{k,m}^{\text{self,R}}}{h_{k,m}^{\text{self,F}}} \quad \dots (8)$$

[0195] 因此,如果设定成 $u_{k,1} = 1$ 、 $u_{k,m} = h_{k,m}^{\text{self,R}} / h_{k,m}^{\text{self,F}}$ ($m = 2, \dots, M$),则测定传输路径中的广义的可逆性成立。

[0196] 这样,校准控制部 12 从特定的一个天线发送信号并在第 m 个天线中测定信道,而且,从第 m 个天线发送信号而由该特定的天线测定信道,使用上述两个信道测定值的比来校正发送信号或接收信号的振幅相位 (振幅以及相位) 或相位,所以可以在测定传输路径中保持可逆性。

[0197] 另外,本实施方式示出的校准可以仅根据在数字区域中取得的参数容易地计算出校正系数 $u_{k,m}$ 。在该导出过程 (从式 (4)、(5)、(6) 导出式 (7) 的过程) 中,使用由式 (4) 表示的 $h_{k,m}^{\text{self,F}}$ 和由式 (5) 表示的 $h_{k,m}^{\text{self,R}}$ 中包含的实际传输路径的增益 $g_{k,m}^{\text{self,F}}$ 、 $g_{k,m}^{\text{self,R}}$ 是可逆 ($g_{k,m}^{\text{self,F}} = g_{k,m}^{\text{self,R}}$) 的情形,在式 (7) 中在分母和分子中使 $g_{k,m}^{\text{self,F}}$ 、 $g_{k,m}^{\text{self,R}}$ 相抵。这样,着眼于实际传输路径是可逆这样的点,可以利用仅进行数字处理的简易的结构在理论上运算出所需的参数 $u_{k,m}$ 。另外,从式 (7) 也可知,在参数 $u_{k,m}$ 的计算式中,完全不需要天线间的距离信息等。

[0198] 另外,此处示出了用校正系数 $u_{k,m}$ 来调整终端 k 的发送信号的结构,但也可以代替本结构而设为进行接收信号的校正、并维持可逆性的结构。例如,在用校正系数 $u'_{k,m}$ 来校正各天线 m ($m = 1, \dots, M$) 的接收信号时,为了满足可逆性而需要下式 (9) 的关系。

$$[0199] \quad \frac{T_{k,1}}{u'_{k,1} R_{k,1}} = \dots = \frac{T_{k,M}}{u'_{k,M} R_{k,M}} \quad \dots (9)$$

[0200] 并且,当比较式(6)与式(9)时,可知在进行接收信号的校正的情况下设为 $u'_{k,m} = 1/u_{k,m}$ 即可。这样,本实施方式也可以应用于进行发送信号、接收信号中的任意一个信号的校正的情况。同样地,在以后的所有实施方式中,虽然作为一个例子说明了发送信号的校正,但也可以将发送信号的校正置换成接收信号的校正。因此,所有实施方式也可以应用于校正接收信号的情况。

[0201] 另外,在本实施方式中全部进行了数字处理,但也可以将上述的校正处理置换成模拟区域中的等效的处理来进行。即,本发明的特征在于从天线发射信号的点、使用实际传输路径的增益 $g_{k,m}^{self,F}$ 以及 $g_{k,m}^{self,R}$ 是可逆($g_{k,m}^{self,F} = g_{k,m}^{self,R}$)的点,通过使用这个性质,不论在数字处理中还是在模拟处理中,都可以设成比现有技术简易的结构。

[0202] 另外,为了使用上述非专利文献1记载的技术而需要开关功能等模拟附加电路,与此相对,在本实施方式的结构中不需要开关功能等附加电路。另外,在本实施方式中使用从天线实际发送的导频信号来进行信道测定的点上与非专利文献1记载的技术不同。而且,上述专利文献1记载的技术如果不是三个以上的天线就无法应用,但是本实施方式还可以应用于两个天线的环境中。另外,在专利文献1记载的技术中需要事先取得天线间的距离数据,但在本实施方式的结构中不需要事先取得天线间的距离数据。另外,本实施方式使用实际传输路径的可逆性而使包含在 $h_{k,m}^{self,F}$ 以及 $h_{k,m}^{self,R}$ 中的 $g_{k,m}^{self,F}$ 以及 $g_{k,m}^{self,R}$ 抵消,所以还可以应用于任意的传输路径。特别是在多径环境、周边环境容易变化的终端等中也可以高精度地进行校准。另外,在天线数M增加的情况下也可以与现有技术相比进一步抑制信道测定用的信号数并进行校准。

[0203] 而且,作为重要的优点,本实施方式的方案可以仅通过数字处理容易地进行,不需要任何模拟的附加功能。其结果,在与其它数字功能一起进行芯片化并大量生产时,能够以极低的成本进行高精度的校准。这在无线通信设备的商用方面是极其重要的点。在附加上述非专利文献1示出的开关功能等的情况下,需要多余的模拟处理和与无线机对应的设计,难以实现该低成本。另外,在上述专利文献1的方案中,需要在出厂时测定距离数据等,并需要针对每个无线机测定距离数据等,所以成本变高。与此相对,本技术无需任何模拟附加电路、距离数据等,可以通过数字处理的芯片化将成本大幅削减至在市场中可以利用的水平。该降低成本的优点在实际运用中具有极大的效果。

[0204] 另外,在以往的无线通信中,为了在TDD方式中也维持可逆性,而进行了高成本的校准。其结果,搭载校准的无线机尚未在商用上普及。但是,如果使用本实施方式的方法,则可以通过简易的数字处理容易地实现传输路径可逆性,还可以降低无线设备中的功耗。因此,通过应用本校准技术,可以大幅简化TDD无线通信设备。

[0205] 实施方式2

[0206] 接下来,对实施方式2进行说明。在本实施方式中,说明用于进行信道测定的导频信号的发送功率的设定。

[0207] 为了在实施方式1中说明的步骤(1-1)~(1-4)即图4所示的步骤S41~S44的处理中实现高的校准精度,需要得到稳定的信道测定精度。因此,在本实施方式中说明如下方案:通过使信道测定用导频信号的发送功率根据天线而发生变化,从而使信道推定精度稳定。另外,进行校准的终端装置的结构例与实施方式1相同(参照图2)。

[0208] 如图5所示,例如当考虑天线1~3时,天线1与3之间的传输增益($h_{k,3}^{self,F}$ 或

$h_{k,3}^{\text{self},R}$) 小于天线 1 与 2 之间的增益 ($h_{k,2}^{\text{self},F}$ 或 $h_{k,2}^{\text{self},R}$)。因此,为了以稳定的精度进行信道测定,校准控制部 12 进行设定以在上述步骤 S41 中发送导频信号时,使来自天线 3 的导频信号具有比来自天线 2 的导频信号强的发送功率。即,在将来自天线 2、3 的导频信号分别设为 P_2 、 P_3 时,以成为 $P_3 > P_2$ 的关系的形式设定发送功率。

[0209] 以下说明此时的动作。在将从天线 m 发送的 q_0 符号的信道测定用导频信号设为 $s_m(q)$ ($q = 1, \dots, q_0$)、将发送功率设为 P_m 时,通过下式 (10) 来表示天线 1 的接收部 (相当于从天线 1 经由接收信号放大部 16-1、A/D 变换部 17-1 到校准控制部 12 的系统) 中的接收信号 $x(q)$ 。

$$[0210] \quad x(q) = \sum_{m=2}^M \sqrt{P_m} s_m(q) + z_1(q) \quad \cdots(10)$$

[0211] 此处, $z_1(q)$ 表示天线 1 的接收部中的噪声分量。校准控制部 12 按照下式 (11-1) 来测定关于天线 1 的传输增益。

$$[0212] \quad h_{k,m}^{\text{self},F} = \frac{1}{\sqrt{P_m}} \frac{1}{q_0} \sum_{q=1}^{q_0} x(q) s_m(q)^* \quad \cdots(11-1)$$

$$[0213] \quad = h_{k,m}^{\text{self},F} + \frac{1}{\sqrt{P_m}} \frac{1}{q_0} \sum_{q=1}^{q_0} z_1(q) s_m(q)^*$$

[0214] 此处, $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 表示包含测定误差的测定值, $*$ 表示复共轭。在式 (11-1) 内的变形中,来自不同的天线的发送信号处于正交关系。变形后的第一项是测定值,第二项是测定误差,通过第一项与第二项的功率比来决定测定精度。由于天线 3 的传输增益 $h_{k,3}^{\text{self},F}$ (第一项) 小于天线 2 的传输增益 $h_{k,2}^{\text{self},F}$ (第一项),所以为了得到同等的测定精度,需要减小天线 3 的测定误差 (第二项)。因此,如图 5 所示使来自天线 3 的发送功率 P_3 大于来自天线 2 的发送功率 P_2 ,而降低天线 3 的测定误差。这样,通过提高来自远离天线 1 的天线的导频信号的发送功率,从而以同等的测定精度来进行来自所有天线 m ($m = 2, \dots, M$) 的传输测定,可以实现稳定的校准。

[0215] 另外,在上述说明中,叙述了从天线 m 向天线 1 发送信道测定用导频信号的情况,但在实施方式 1 的步骤 S42 中从天线 1 向天线 m 发送信道测定用导频信号时,也同样地增大向处于远距离处的天线发送的发送信号。

[0216] 这样,通过根据天线位置来调整信道测定用导频信号的发送功率,可以实现稳定的校准。

[0217] 实施方式 3A

[0218] 接下来,对实施方式 3A 进行说明。在上述实施方式 1 的校准步骤中,同时校正了相位和振幅,但在本实施方式中,说明仅校正相位时的校准步骤。

[0219] 虽然现实的各天线中的模拟特性 $T_{k,m}$ 、 $R_{k,m}$ 根据温度而变动,但通常各天线的振幅特性类似。与此相对,相位特性大幅变动,对通信质量造成影响。因此,在校准中相位特性的校正变得特别重要。另外,仅对相位进行的校正可以只通过移相器来实现,所以硬件进一步变得简易。

[0220] 因此,在本实施方式中,说明通过以下所示的控制来仅进行相位校正的自校准步骤。另外,进行校准的终端装置的结构例与实施方式 1 相同 (参照图 2)。

[0221] (3-1) 终端 k 从各天线 m 发送导频信号,而且,由天线 1 接收这些导频信号,并使用

接收导频信号来测定与来自天线 m ($m = 2, \dots, M$) 的导频信号对应的信道 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 。另外, 该步骤与实施方式 1 中示出的步骤 (1-1) 相同。

[0222] (3-2) 终端 k 从天线 1 发送导频信号, 而且, 由天线 m ($m = 2, \dots, M$) 接收该导频信号, 并使用接收导频信号来测定与来自天线 1 的导频信号对应的各信道 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ 。另外, 该步骤与实施方式 1 中示出的步骤 (1-2) 相同。

[0223] (3-3) 校准控制部 12 使用上述测定信道信息 $h_{k,m}^{\text{self},F}$ 、 $h_{k,m}^{\text{self},R}$ ($m = 2, \dots, M$), 设为天线 1 的校正系数 $u_{k,1} = 1$, 而计算出天线 m 的校正系数 $u_{k,m} = (h_{k,m}^{\text{self},R}/h_{k,m}^{\text{self},F})/|h_{k,m}^{\text{self},R}/h_{k,m}^{\text{self},F}|$ 。

[0224] (3-4) 终端 k (校准控制部 12) 在与各天线 m ($m = 1, \dots, M$) 对应的发送部中应用执行上述步骤而计算出的校正系数 $u_{k,m}$ 。

[0225] 这样, 在本实施方式的校准步骤中, 在上述步骤 (3-3) 中使用的天线 m 的校正系数计算式与上述实施方式 1 不同。在该情况下, 总是 $|u_{k,1}| = 1$, 在各天线的发送部中仅进行相位校正。因此, 可以校正模拟设备的相位偏差, 并且与进行振幅校正的情况相比, 进一步简化了校正处理。

[0226] 实施方式 3B

[0227] 接下来, 在本实施方式中, 说明基站的载波频率 f_{BS} 与终端的载波频率 f_{MT} 不完全一致时的校准的动作。在实际环境中, 虽然有时 f_{BS} 与 f_{MT} 不完全一致, 但可以通过频率引入等, 利用当前的一般技术将 f_{BS} 与 f_{MT} 之差减小至使模拟设备以及实际传输路径的增益相同的程度。

[0228] 在下行链路中基站以载波频率 f_{BS} 发送导频信号、在终端中以频率 f_{MT} 进行降频变换时, 测定传输路径增益成为 $h_{k,m}^{(DL)} \exp\{j2\pi(f_{BS}-f_{MT})t+\phi_{DL}\}$ 。另外, 在上行链路中从终端以载波频率 f_{MT} 发送导频信号、在基站中以频率 f_{BS}' 进行降频变换时, 测定传输路径增益成为 $h_{k,m}^{(UL)} \exp\{j2\pi(f_{MT}-f_{BS}')t+\phi_{UL}\}$ 。此处, ϕ_{DL} 、 ϕ_{UL} 表示初始相位。另外, 通过由基站进行上行链路信号的频率引入来决定频率 f_{BS}' , f_{BS}' 与 f_{BS} 也可以不同。

[0229] 研究在基站具有 N 个天线、终端具有 M 个天线的 TDD/MIMO 方式中用于维持测定传输路径的可逆性的校准。此处, 对基站的天线 n ($= 1, \dots, N$) 以及终端的天线 m ($= 1, \dots, M$) 的数字发送部分别乘以复数校正系数 $u_{BS,n}$ 、 $u_{k,m}$ 来进行校正。此时, 将基站的第 n 个天线与终端 k 的第 m 个天线之间的上行链路以及下行链路的传输测定值分别表示为 $a_{k,m,n}^{(UL)} = u_{k,m} h_{k,m,n}^{(UL)} \exp\{j2\pi(f_{MT}-f_{BS}')t+\phi_{UL}\}$ 、 $a_{k,m,n}^{(DL)} = u_{BS,n} h_{k,m,n}^{(DL)} \exp\{j2\pi(f_{BS}-f_{MT})t+\phi_{DL}\}$ 。因此, 在 $N \times M$ 的 MIMO 信道中测定传输路径维持广义的可逆性的条件成为下式 (11-2)。

$$[0230] \quad \eta(t) = \frac{a_{k,1,1}^{(UL)}}{a_{k,1,1}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,M,1}^{(UL)}}{a_{k,M,1}^{(DL)}} = \frac{a_{k,1,2}^{(UL)}}{a_{k,1,2}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,M,2}^{(UL)}}{a_{k,M,2}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,1,N}^{(UL)}}{a_{k,1,N}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,M,N}^{(UL)}}{a_{k,M,N}^{(DL)}} \quad \dots(11-2)$$

[0231] 在上式 (11-2) 中, 要求上下链路的测定传输路径之比 $\eta(t)$ 在各路径中相同, 但不要求上下链路的相位一致。另外, $\eta(t)$ 也可以在时间上进行相位旋转。另外, 当 $\eta(t)$ 进行相位旋转时, 相对于来自终端的发送信号, 在基站中发生频率以及相位偏移 (offset), 但可以通过频率引入、相位同步来校正其影响。因此, 即使在终端与基站之间存在频率偏移的情况下, 只要满足式 (11-2), 也可以确保终端的多个天线间的相对的相位关系, 进行发送

波束形成。

[0232] 在使用式 (1) 时, 式 (11-2) 与下式 (11-3) 以及 (11-4) 等效。

$$[0233] \quad \frac{u_{k,1}T_{k,1}}{R_{k,1}} = \frac{u_{k,2}T_{k,2}}{R_{k,2}} = \dots = \frac{u_{k,M}T_{k,M}}{R_{k,M}} \quad \dots(11-3)$$

$$[0234] \quad \frac{u_{BS,1}T_{BS,1}}{R_{BS,1}} = \frac{u_{BS,2}T_{BS,2}}{R_{BS,2}} = \dots = \frac{u_{BS,M}T_{BS,M}}{R_{BS,M}} \quad \dots(11-4)$$

[0235] 此处, 式 (11-3) 与式 (6) 相同, 还可以通过实施方式 1 ~ 3 的校准来求出满足式 (11-3) 的 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。同样地, 在基站中也进行实施方式 1 ~ 3 的校准时, 可以确立式 (11-4) 的状态。这样, 在 MIMO 信道中, 基站与终端独立地进行实施方式 1 ~ 3 的校准, 从而可以维持广义的传输路径可逆性。因此, 通过应用实施方式 1 ~ 3, 在基站与终端的载波频率 f_{BS} 与 f_{MT} 不完全一致的环境的情况下也可以维持广义的传输路径可逆性。

[0236] 另外, 如果考虑其它观点, 则式 (11-3) 与下式 (11-5) 中示出的基站 1 天线与终端 M 天线之间的可逆性条件等效, 式 (11-4) 与下式 (11-6) 中示出的基站 N 天线与终端 1 天线之间的可逆性条件等效。

$$[0237] \quad \frac{a_{k,1,1}^{(UL)}}{a_{k,1,1}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,M,1}^{(UL)}}{a_{k,M,1}^{(DL)}} \quad \dots(11-5)$$

$$[0238] \quad \frac{a_{k,1,1}^{(UL)}}{a_{k,1,1}^{(DL)}} = \dots = \frac{a_{k,1,N}^{(UL)}}{a_{k,1,N}^{(DL)}} \quad \dots(11-6)$$

[0239] 从该关系可知, 如果基站与终端的多个天线各自满足 MISO (Multi-Input Single Output, 多输入单输出) 信道中的可逆性条件的式 (11-5)、(11-6), 也可以实现 MIMO 信道中的可逆性条件。因此, 虽然在非专利文献 2 中反馈了 $N \times M$ 个复数信道信息, 但也可以通过 $N \times 1$ (或 $M \times 1$) MISO 信道信息的反馈来进行终端 (或基站) 中的校准, 可以降低反馈控制量。另外, 在式 (11-5) 中, 即使在基站与终端的载波频率 f_{BS} 与 f_{MT} 不完全一致的情况下, 也可以通过使上下链路的传输路径测定值一致, 从而维持广义的可逆性。

[0240] 这样, 根据本实施方式, 在基站与终端的载波频率不完全一致的环境中也可以维持广义的传输路径可逆性。另外, 其理论条件变得明确。

[0241] 实施方式 4

[0242] 接下来, 对实施方式 4 进行说明。在本实施方式中, 与实施方式 1 ~ 3 不同, 说明通过与其它无线机之间的信号传送来进行校准的方法。

[0243] 如实施方式 3 所述, 基站以及终端的天线各自进行校准即可。因此, 在本实施方式中, 以基站的基准天线 ($n = 1$) 和终端的 M 天线的 MISO 信道的情况为例子, 示出保持广义的可逆性的校准。图 6 是示出实施方式 4 的终端 k 以及基站的装置结构例的图。另外, 图 7 是示出实施方式 4 的校准步骤的一个例子的流程图。

[0244] 图 6 所示的基站具备: 天线 20; 信号发送接收部 21; 进行用于实现本实施方式的校准方法的控制的校准控制部 22; 使用复数校正系数来消除从信号发送接收部 21 输出的数字发送信号中包含的相位偏差 / 振幅偏差的信号校正部 (u_{BS}) 23; 将来自信号校正部 23 的输出信号转换成模拟信号的 D/A 变换部 (D/A) 24; 对来自 D/A 变换部 24 的输出信号乘以

发送模拟增益的发送信号放大部 (T_{BS}) 25 ;对由天线 20 接收到的信号乘以接收模拟增益的接收信号放大部 (R_{BS}) 26 ;将来自接收信号放大部 26 的输出信号变换为数字信号的 A/D 变换部 (A/D) 27 ;以及控制信息生成部 28。另外,终端 k 采用对实施方式 1 的终端 (参照图 2) 追加了控制信息接收部 18 的结构。

[0245] 首先,设为已经决定了基站的基站天线中的校正系数 u_{BS} (这可以是任意的值)。此时,在本实施方式中按照以下的控制步骤来设定终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0246] (4-1) 终端 k 从天线 m ($m = 1, \dots, M$) 发送导频信号。具体而言,校准控制部 12 从天线 m 发送向与天线 m ($m = 1, \dots, M$) 对应的 D/A 变换部 14-m 的输入端输入的导频信号。接下来,基站接收从终端 k 发送的导频信号,测定信道 $h_{k,m}^{(UL)}$ ($m = 1, \dots, M$)。具体而言,校准控制部 22 使用从 A/D 变换部 27 输出的接收导频信号来测定 $a'_{k,m}^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)}$ (图 7、步骤 S71)。此处, $a'_{k,m}^{(UL)}$ 是应用校正系数 $u_{k,m}$ 前的传输测定值。

[0247] (4-2) 基站发送导频信号 $u_{BS}s(q)$ 。具体而言,校准控制部 22 从天线 20 发送向 D/A 变换部 24 的输入端输入的导频信号。接下来,终端 k 通过从基站发送的导频信号与既知的导频信号 $s(q)$ 的相关检测,来测定信道增益 $a_{k,m}^{(DL)} = u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ ($m = 1, \dots, M$)。具体而言,由天线 m 接收导频信号,校准控制部 12 通过从 A/D 变换部 17-m 输出的接收导频信号与既知导频信号的相关检测,来测定 $a_{k,m}^{(DL)} = u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ (步骤 S72)。

[0248] (4-3) 基站将上述步骤 (4-1) 中的测定结果 $a'_{k,m}^{(UL)}$ ($m = 1, \dots, M$) 通知给终端 k。具体而言,按照由控制信息生成部 28 生成的格式,由信号发送接收部 21 发送 $a'_{k,m}^{(UL)}$, 由终端 k 的控制信息接收部 18 接收从基站发送的 $a'_{k,m}^{(UL)}$ (步骤 S73)。

[0249] (4-4) 终端 k 通过校准控制部 12 来设定校正系数 $u_{k,m} = a_{k,m}^{(DL)} / a'_{k,m}^{(UL)}$ ($m = 1, \dots, M$) (步骤 S74)。

[0250] 其中,在传输路径变动少的短时间内进行步骤 (4-1) 和 (4-2)。另外,也可以如图 7 所示将步骤 (4-1) 和 (4-2) 的顺序颠倒。另外,也可以将步骤 (4-2) 和 (4-3) 的顺序颠倒。

[0251] 在进行本控制时,上式 (11-5) 的关系成立,在测定传输路径中维持广义的可逆性。另外,在上述说明中为了简单而将基站与终端的载波频率设为相同,但如实施方式 3B 所述那样在基站与终端的载波频率不完全一致的环境中也能够应用。

[0252] 在上述步骤 (4-3) 中从基站向终端 k 通知复数振幅 $h_{k,m}^{(UL)}$,但也可以如图 8、9 所示分成功率 $|h_{k,m}^{(UL)}|^2$ 和相位 $\ln(h_{k,m}^{(UL)} / |h_{k,m}^{(UL)}|) / j$ (j 是单位虚数) 而比特化。例如,如图 8、9 所示在功率信息和相位信息中分别使用 8 比特时需要 16 比特,但在通知周期大到 10s 以上的情况下,如果仅是一个复数 $h_{k,m}^{(UL)}$,则不会成为大的控制量。

[0253] 另外,在上述非专利文献 2 中在 $N \times M$ 的 MIMO 信道中反馈了 $N \times M$ 个复数信道信息,但在本实施方式中可以从基站的多个天线中仅选定一个天线,并通过 $M \times 1$ 的 MISO 信道信息的反馈来进行终端的校准。其结果,可以将反馈控制量从 $N \times M$ 个降低至 M 个。例如,在使用本实施方式时,可以仅使用基站的基准天线来进行终端的校准,之后,终端根据与基站的多个天线对应的下行链路 MIMO 信道的传输测定值来进行适合的上行链路发送波束形成。

[0254] 这样,在本实施方式的校准中仅将基站的基准天线作为对象而降低控制量,在发

送波束形成时将基站的多个天线作为对象而进行系统的最佳化。其结果,可以实现如下结构:可以一边降低校准的反馈控制量,一边有效地灵活运用 MIMO 信道中的可逆性。

[0255] 实施方式 5

[0256] 接下来,对实施方式 5 进行说明。在本实施方式中,说明通过与其它无线机之间的信号传送来进行校准的方法,该方法是通过与上述实施方式 4 不同的步骤来进行的校准方法。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同(参照图 6)。

[0257] 根据图 10 对本实施方式的校准步骤进行说明。另外,图 10 是示出实施方式 5 的校准步骤的一个例子的流程图。

[0258] (5-1) 终端 k 从天线 m ($m = 1, \dots, M$) 发送导频信号,基站接收从终端 k 发送的导频信号,测定信道 $a'_{k,m}^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)}$ (步骤 S101)。另外,该步骤与实施方式 4 所示的步骤 (4-1) 相同。

[0259] (5-2) 基站使用上述 $h_{k,m}^{(UL)}$ 测定结果,对终端 k 发送用 $u_{BS}/a'_{k,m}^{(UL)}$ 或 $u_{BS}a'_{k,m}^{(UL)*}/|a'_{k,m}^{(UL)}|^2$ 加权后的导频信号 ($u_{BS}/a'_{k,m}^{(UL)}$) $s(q)$ 或 $u_{BS}a'_{k,m}^{(UL)*}/|a'_{k,m}^{(UL)}|^2 s(q)$ (步骤 S102)。此处, $s(q)$ 表示满足 $E[|s(q)|^2] = 1$ 的基准导频信号, $*$ 表示复共轭。另外,校准控制部 22 进行加权,从校准控制部 22 向 D/A 变换部 24 的输入端输入导频信号。

[0260] (5-3) 终端 k (校准控制部 12) 使用从基站接收到的导频信号和既知导频信号 $s(q)$ 来测定导频信号的复数振幅 ($u_{BS}/a'_{k,m}^{(UL)} \cdot h_{k,m}^{(DL)} = u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}/a'_{k,m}^{(UL)}$, 设定成 $u_{k,m} = u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}/h_{k,m}^{(UL)} = a_{k,m}^{(DL)}/a'_{k,m}^{(UL)}$ ($m = 1, \dots, M$) (步骤 103)。

[0261] 其中,在传输路径变动少的短时间内进行步骤 (5-1) 以及 (5-2)。

[0262] 即使使用本实施方式也与实施方式 4 的情况同样地,可以设定成 $u_{k,m} = u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}/h_{k,m}^{(UL)}$ 。另外,在上述说明中为了简化而将基站与终端的载波频率设为相同,但如实施方式 3B 所述那样,也可以在基站与终端的载波频率不完全一致的环境中进行应用。在本实施方式中,需要从基站对天线 m ($m = 1, \dots, M$) 各自地发送导频信号,但不需要在实施方式 4 的步骤 (4-3) 中进行的信息 $h_{k,m}^{(UL)}$ 的反馈。

[0263] 在步骤 (4-3) 中由于将 $a'_{k,m}^{(UL)}$ 变换成信息比特,因此发生量化误差,但在本实施方式中,在步骤 (5-2) 中发送用 $u_{BS}/a'_{k,m}^{(UL)}$ 加权后的导频信号,由此不会发生量化误差。这样,根据本实施方式,无需信息比特的反馈,可以仅通过导频信号的发送接收来进行校准。

[0264] 这样,通过应用本实施方式,终端可以仅通过与基站间的导频信号的发送接收来进行校准。

[0265] 实施方式 6

[0266] 接下来,对实施方式 6 进行说明。本实施方式与实施方式 4 以及 5 同样地,涉及通过与其它无线机之间的信号传送来进行校准的方法,特别是涉及仅校正相位的校准。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0267] 如实施方式 3A 所述那样,对于各天线中的模拟特性 $T_{k,m}$, $R_{k,m}$, 即使温度变动,振幅特性也类似,但相位特性伴随温度变动而大幅变动,对通信质量造成影响。因此,仅通过简易的相位器就能够实现的相位校正从硬件和性能这两方面都有效的方案。

[0268] 因此,在本实施方式中,说明通过与其它无线机的信号传送来仅进行相位校正的校准。在本实施方式中,设为已经决定了基站的校正系数 u_{BS} (可以是任意的值),通过以下

的步骤来设定终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0269] (6-1) 终端 k 从天线 m 单独地发送导频信号, 基站从接收导频信号中测定信道 $a'_{k,m}^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)}$ ($m = 1, \dots, M$)。另外, 该步骤与实施方式 4 的步骤 (4-1) 相同。

[0270] (6-2) 基站发送导频信号 $u_{BS}(q)$, 终端 k 从天线 m 中的接收导频信号中测定复数振幅 $a_{k,m}^{(DL)} = u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}$ ($m = 1, \dots, M$)。该步骤与实施方式 4 的步骤 (4-2) 相同。

[0271] (6-3) 基站将 $a'_{k,m}^{(UL)}$ 的相位信息 $a'_{k,m}^{(UL)} / |a'_{k,m}^{(UL)}|$ ($m = 1, \dots, M$) 通知给终端 k 。

[0272] (6-4) 终端 k 设定 $u_{k,m} = (a_{k,m}^{(DL)} / |a_{k,m}^{(DL)}|) (a'_{k,m}^{(UL)} / |a'_{k,m}^{(UL)}|)$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0273] 其中, 在传输路径变动少的短时间内进行步骤 (6-1) 和 (6-2)。另外, 也可以将步骤 (6-1) 和 (6-2) 的顺序颠倒。另外, 也可以将步骤 (6-2) 和 (6-3) 的顺序颠倒。

[0274] 通过执行以上控制可以进行相位校正。在本实施方式的校准中, 虽然不进行振幅校正, 但在终端的各天线中的模拟设备的振幅特性同等的情况下, 可以实现接近广义的可逆性的状态。实际上, 相对于温度变化, 与模拟设备的振幅变动相比, 相位变动成为问题的情况较多。本实施方式可以校正主要成为问题的各天线中的相位误差。另外, 由于步骤 (6-3) 的反馈信息仅是相位信息, 所以与实施方式 4 的情况相比可以降低控制信息量。

[0275] 这样, 在本实施方式中, 为了使在从终端向基站的数字区域中测定的传输路径与在从基站向终端的数字区域中测定的传输路径成为相同的相位, 将振幅校正值设为 $1 (|u_{k,m}| = 1)$, 仅校正相位。其结果, 可以将反馈信息量抑制得较少而校正终端的各天线中的相位。

[0276] 另外, 图 11-1 示出在步骤 (6-3) 中反馈的相位信息的通知格式的一个例子。在本格式中, 在下行链路中通知基站接收到的导频信号的图案识别序号及其相位信息。此时, 基站即使在步骤 (6-1) 中没有识别哪个终端 (k) 的哪个天线 (m) 发送了导频信号, 也能识别所到来的导频图案, 并在下行链路中通知该导频图案的识别序号及其相位信息。另外, 在步骤 (6-1) 中发送了导频信号的终端可以识别所发送的导频信号图案并接收其相位信息。这样, 基站即使不识别哪个终端 (k) 的哪个天线 (m) 发送了导频信号, 也可以通知相位信息。

[0277] 另外, 与此不同, 也可以识别终端的哪个天线发送了导频信号而通知相位信息。作为一个例子, 叙述从终端向基站发送图 11-2 所示的控制信号的情况。在该图中, 终端将针对每个天线使用的导频信号图案的识别序号作为控制信号而通知给基站。在基站中, 在下行链路中使用图 11-3 所示的控制信号格式, 将利用各天线的识别序号和与其对应的导频信号图案测定的传输路径的相位振幅信息通知给终端。即使使用这样的格式也可以从基站向终端通知测定传输信息。

[0278] 实施方式 7

[0279] 接下来, 对实施方式 7 进行说明。在本实施方式中, 关于在进行校准时利用的导频信号, 说明其发送方法。

[0280] 在实施方式 4 ~ 6 示出的校准中, 重要的是在传输路径变动少的短时间内进行来自终端的导频信号发送 (例如步骤 (4-1)、(5-1)、(6-1)) 和来自基站的导频发送 (例如步骤 (4-2)、(5-2)、(6-2))。这是因为, 如果在上下链路的实际传输路径中没有变动的环境下执行实施方式 4 ~ 6 中示出的步骤, 则可求出满足式 (2)、(3) 的 $u_{k,m}$ 。

[0281] 因此,在本实施方式中示出用于在短时间进行该两个导频信号发送的方案。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0282] 图 12-1 ~ 12-3 是示出设想 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 正交频分复用)、OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, 正交频分多址接入)等多载波传送时的导频信号发送格式例的图,在上行链路(上行方向)中从终端向基站进行导频信号传送,在下行链路中从基站向终端进行导频信号传送。如图 12-1 ~ 12-3 所示,在 TDD 方式的帧中,通过使用即将切换上行链路和下行链路之前和刚刚切换上行链路和下行链路之后的符号来传送导频信号,可以在短时间进行上下链路中的导频信号发送。其结果,可以将在上下链路中的导频信号发送期间发生的传输路径的变化抑制得非常小。

[0283] 另外,在实施方式 4 ~ 6 中叙述了在上行链路中发送了导频信号之后在下行链路中发送导频信号的情况,但在实施方式 4、6 中,分别已经叙述了可以调换步骤 (4-1) 和步骤 (4-2)、步骤 (6-1) 和步骤 (6-2)。即,在这些实施方式中,还考虑了最初在下行链路中发送导频信号、之后在上行链路中发送导频信号的结构。在该情况下,通过使用即将从下行切换到上行链路之前的符号和刚刚从下行切换到上行链路之后的符号,进行下行链路和上行链路的导频信号传送,从而可以将传输路径的变化抑制得非常小。

[0284] 另外,在终端的移动速度小的情况下,即使不是即将切换上下链路之前和刚刚切换上下链路之后的符号,只要在连续的上下链路间隙中发送导频信号,传输路径的变动就少。因此,如图 12-2 所示还可以构成为在提供了连续的上下链路的适合的位置发送上下链路导频信号。

[0285] 另外,也可以在 OFDM、OFDMA 中针对每个符号改变时间符号的长度。因此,想要在更短的时间内进行上下链路的导频发送的情况下,如图 12-3 所示缩短即将切换上行链路和下行链路之前和刚刚切换上行链路和下行链路之后的符号的时间宽度,来发送导频信号。特别是在终端的移动速度快的情况下,本结构在将上下链路导频发送时的传输路径变动尽量抑制得小的方面是有效的。

[0286] 另外,在如图 12-4 所示,在仅使用即将切换上下链路之前或刚刚切换上下链路之后的符号中的一个的情况下,与不使用即将切换双方之前、刚刚切换双方之后的符号的导频信号发送相比,可以减小传输路径变动。

[0287] 实施方式 8A

[0288] 接下来,对实施方式 8A 进行说明。在本实施方式中,说明导频信号的发送方法,该发送方法是与上述实施方式 7 不同的导频信号的发送方法。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0289] 在实施方式 4 ~ 6 的上下链路导频传送中,要求将传输路径的变化抑制得小的是相同路径的传输路径,在基站与终端的载波频率被视为相同的情况下,也可以在不同的环境中对不同的路径的传输路径进行测定。关于基站与终端的载波频率成为相同的环境,可以在使用铷控振荡器等高精度的频率振荡器的情况下、后面的实施方式中叙述的进行超高精度载波频率控制的情况下等实现。此时,在求出满足式 (2)、(3) 的 $u_{k,m}$ 时,需要减小基站与终端 k 的天线 m 之间的上下链路传输路径之差,但即使以完全不同的时间 / 频率测定基站与终端 k 的天线 m 的传输路径和基站与终端 k 的天线 m+1 的传输路径(例如基站与天线

1 的传输路径和基站与天线 2 的传输路径) 也没有问题。这是因为, 针对每个路径分别定义了式 (2)、(3)。

[0290] 因此, 还可以如图 13 所示, 针对每个天线在不同的时间 / 频率下, 在进行校准的区域中发送上行链路的导频信号来进行校准。

[0291] 在图 13 所示的例子中, 首先在上行链路中终端 k 从天线 1 发送导频信号 (步骤 S131), 基站将天线 1 的校准中所需的信息 (振幅相位信息或导频信号) 在接下来的下行链路中通知给终端 k (步骤 S132)。根据其结果, 终端 k 更新天线 1 的校正系数 $u_{k,1}$ 。而且, 在接下来的时隙中针对其它天线 (在该例子中是天线 2) 也单独地进行校准 (步骤 S133、S134)。这样, 也可以针对每个天线在不同的时隙中进行校准。

[0292] 同样地, 也可以如步骤 S136 以及 S137 所示那样在不同的频带中进行校准。通常, 模拟特性在无线系统的某一定范围的传送频带内具有一样的特性, 所以即使针对每个天线在系统内的不同的频率下进行校准, 也同样地可以补偿发送接收之间的模拟特性差。

[0293] 另外, 在以不同的时间或频率连续地进行校准的情况下, 进行校准的天线的顺序也可以并非固定的顺序。例如, 终端还可以通过在各时隙中随机地选定一个天线, 并从选定的天线发送特定的导频信号图案, 来进行该天线的校准。如实施方式 6 的后半部分所述, 基站即使无法识别从哪个终端的哪个天线发送了导频信号, 也可以与导频信号图案对应地, 在下行链路中通知校准所需的信息。因此, 终端即使从针对每个时隙随机地选定的天线发送了导频信号, 也可以在下行链路中接收适合的校准的信息, 并决定所选定的天线的校正系数。

[0294] 另外, 还可以如图 14 所示, 终端从下行链路的导频信号中测定各天线的信道状态, 并针对信道状态良好的天线, 进行接下来的时隙中的校准。在该情况下, 在从选定的天线发送导频信号时, 由于具有良好的信道状态, 所以在基站中可以以强的功率接收导频信号。其结果, 可以高精度地进行信道测定。在图 14 所示的例子中, 传输增益高的天线 1 首先进行校准 (步骤 S141、S142), 在接下来的时隙中传输增益高的天线 3 进行校准 (步骤 S143、S144)。而且, 在接下来的时隙中天线 2 进行校准 (步骤 S145、S146)。由于信道测定精度越良好, 越可以正确地设定校准中的校正系数, 所以通过选定信道状态良好的天线来进行其时隙中的校准, 可以设定高精度的校正系数。

[0295] 另外, 也可以如图 15 所示, 终端将多个上行链路子带 (子频带) #1 ~ #5 确保成导频发送用, 在下行链路的信道状态 (传输状态) 良好的子带中发送信道测定用的导频信号。此时, 存在对发送导频信号 (进行校准) 的天线进行决定的各种方法, 可以使用任意方法来决定。另外, 基站通过检测接收振幅从而在各子带中识别导频信号是否到来, 在检测到导频信号的到来的子带中执行校准的步骤。更具体而言, 有在具有阈值以上的接收振幅的子带中在下行链路中通知校准所需的信息的方法等。在该情况下, 也可以通过由终端选定信道状态良好的子带, 并进行其时隙中的校准, 从而设定高精度的校正系数。

[0296] 另外, 也可以如图 16 所示, 具有多个天线的终端预先确保将多个上行链路子带 (子频带) #1 ~ #5 用于导频发送, 由多个天线相互在下行链路的信道状态良好的子带中发送导频信号。

[0297] 在通过这样的方法发送导频信号的情况下, 首先, 基站与终端间预先识别可以利用的子带。例如, 通过以图 17 所示的格式将可以利用的子带数和子带 ID 从基站预先通知

给终端,由此双方识别可以利用的子带。终端从该可以利用的子带中,选定传输状态良好的子带而发送导频信号。存在各种选定传输状态良好的子带的方法,例如使用各天线在下行链路中测定信道状态,首先针对天线 1 选定最佳的子带,接下来针对天线 2 从剩余的子带中选定最佳的子带。

[0298] 这样,天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 依次选定适合于导频发送的子带。另外,该子带选定方法是一个例子,选定方法不限于此。已经存在很多种对天线与利用子带的对应进行调度的方法。另一方面,即使在基站中不知道是哪个天线在哪个子带中发送导频信号,只要单纯地对应于到来的导频图案,将校准所需的信息通知给终端即可。即,在基站中,在各子带中根据接收振幅检测导频信号的到来,在导频信号到来的子带中将校准所需的振幅 / 相位信息通知给终端。

[0299] 另外,还有如下方法:在基站预先识别出导频信号被发送的个数 Z 的情况下,针对存在导频信号被发送的可能性的所有子带计算出导频信号的接收振幅,在接收振幅大的 Z 个子带中判定为导频信号到来。另外,为了使基站预先识别导频信号被发送的个数 Z ,例如也可以由终端使用图 18-1 所示的格式将导频信号被发送的个数 Z 通知给基站。相反,也可以由基站使用图 18-1 所示的格式预先对终端指示发送导频信号数。这样通过由各天线相互选定传输状态良好的子带并进行发送,可以实现高精度的信道测定以及校正系数的设定。

[0300] 另外,也可以使用如下方法:如图 18-2 所示作为从终端向基站的控制信号,各天线通知发送导频信号的子带 ID,基站的各天线识别发送导频信号的子带。

[0301] 如上所述,在执行校准时,终端可以针对每个时间或频率选定天线来进行校准。另外,也可以根据信道状态来决定要选定的天线。另外,也可以从多个子带中选定传输状态良好的子带,并发送校准用信道测定导频信号。而且,还可以针对多个天线选定相互传输状态良好的子带,发送校准用信道测定导频信号。

[0302] 实施方式 8B

[0303] 接下来,对实施方式 8B 进行说明。在本实施方式中,说明导频信号的发送方法,该发送方法是与上述实施方式 8A 不同的导频信号的发送方法。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0304] 在与实施方式 8A 不同且基站与终端的载波频率不同的情况下,在以不同的时间测定了传输路径时,对传输测定值相加与载波频率偏移相应的相位旋转。其结果,传输路径测定值以及据此计算出的校正值 $u_{k,m}$ 根据时刻而包含不同的相位偏移,当针对每个天线在不同的时刻进行传输测定时,无法适合地校正天线间的相对的相位关系。

[0305] 为了避免该现象,有效的是在相同的时刻进行与终端的所有天线对应的传输路径测定的结构。在相同的时刻进行传输路径测定时,由于与所有天线对应的传输路径测定值包含相同的相位偏移,所以不会对校正值 $u_{k,m}$ 的天线间的相对关系造成任何影响。另外,在实际的无线机中除了频率偏移以外,有时还存在时时刻刻变化的相位噪声,但由于相同时刻下的传输路径测定值全都受到相同的相位误差的影响,所以还具有不会对校正值 $u_{k,m}$ 的天线间的相对关系造成任何影响的优点。

[0306] 为了同时进行这样的与所有天线对应的传输路径测定,优选为将相互正交的导频信号从终端的各天线朝向基站在相同的时频域中进行码多路复用传送的结构。在使用该结

构时,可以使用正交导频信号而不会相互造成干扰地在相同时刻进行传输路径测定。另外,不会受到频率偏移的影响。

[0307] 另外,即使在 OFDM 中各天线使用不同的子带或频率而从各天线发送导频信号的情况下,只要其发送时刻相同就可以通过相同的振荡器进行驱动,所以频率偏移以及相位噪声的影响也相同。因此,具有如下优点:如果在实施方式 8A 中导频信号的发送时刻相同,则即使各天线使用不同的频率来发送导频信号,也可以排除基站与终端的载波频率以及相位误差的影响。这样,具有在同时进行各天线的传输路径测定的情况下可以抑制载波频率以及相位误差的影响的特别的优点。

[0308] 实施方式 8C

[0309] 接下来,对实施方式 8C 进行说明。在本实施方式中,说明导频信号的发送方法,该发送方法是与上述实施方式 8A、8B 不同的导频信号的发送方法。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0310] 如实施方式 8B 所述在基站与终端的载波频率不同的情况下,在不同的时间测定传输路径时,对传输测定值相加与载波频率偏移对应的相位旋转。其结果,在不同的时间进行与不同的天线对应的传输测定时,校正系数 $u_{k,m}$ 根据传输路径测定时刻而包含不同的相位偏移,无法适合地校正天线间的相对的相位关系。但是,如实施方式 8B 所示,如果导频信号的发送时刻相同,则即使各天线使用不同的频率来发送导频信号,也可以排除基站与终端的载波频率的影响。

[0311] 此处,说明将该关系进一步扩展的方法。如图 18-3 所示,在某个时刻 t 从终端的两个天线(例如天线 $m1$ 、 $m2$)发送导频信号而在基站中进行传输路径测定,并在下行链路中也进行了传输路径测定之后,计算出与天线 $m1$ 、 $m2$ 相关的校正系数 $u_{k,m1}(t)$ 、 $u_{k,m2}(t)$ 。接下来,在不同的时刻 t' 通过同样的步骤来求出与天线 $m1$ 、 $m3$ 对应的校正系数 $u_{k,m1}(t')$ 、 $u_{k,m3}(t')$ 。此时,由于频率偏移的影响,在 $u_{k,m1}(t)$ 与 $u_{k,m1}(t')$ 之间发生未知的相位旋转,但 $u_{k,m1}(t)$ 与 $u_{k,m2}(t)$ 之比或 $u_{k,m1}(t')$ 与 $u_{k,m3}(t')$ 之比不依赖于时刻而恒定。这是因为, $u_{k,m1}(t)$ 与 $u_{k,m2}(t)$ 或 $u_{k,m1}(t')$ 与 $u_{k,m3}(t')$ 受到相同频率偏移和相位误差。

[0312] 当使用该关系时,如图 18-3 所示,针对两个天线中的每一个反复执行如下作业:在某个时刻对终端的至少两个天线执行校准,导出所得到的两个天线间的校正系数之比。当选择两个以上的天线而在不同的时刻反复进行该步骤时,可以得到与所有天线对应的校正系数的比。更具体而言,使用相同时刻 t 下的传输路径测定来进行天线 1 与 2 的校准,根据不同的时刻 t' 下的传输路径测定,来进行天线 2 与 3 的校准。其结果,可以根据时刻 t 下的校准来计算出天线 1 与 2 的校正系数比,可以根据时刻 t' 下的校准来计算出天线 2 与 3 的校正系数比。因此,可以导出天线 1、2、3 之间的校正系数比。

[0313] 根据本实施方式,即使在不同的时刻进行了不同的天线的校准,校正系数也不会受到频率偏移的影响。这样,通过在某个时刻计算出两个以上的天线间的校正系数比,并在不同的时刻反复进行该作业,由此不会受到频率偏移的影响,可以在时域中选择传输状态良好的天线来进行校准。

[0314] 实施方式 8D

[0315] 接下来,在本实施方式中,说明具有宽频带的 OFDMA/TDD 方式中的频带选择型校准。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0316] 在具有宽频带的 OFDMA/TDD 中,模拟特性 $T_{k,m}$ 、 $R_{k,m}$ 、 $T_{BS,n}$ 、 $R_{BS,n}$ 根据信号的频率而逐渐变化。此时,为了在与频率 f 对应的副载波中满足可逆性条件,需要得到由下式 (11-7) 表示的校正系数 $u_{k,m}(f)$ ($m = 1, \dots, M$)。

$$[0317] \quad u_{k,m}(f) = \frac{a_{k,m}^{(DL)}(f)}{a_{k,m}^{(UL)}(f)} = \left| \frac{T_{BS,n}(f)/R_{BS,n}(f)}{T_{k,m}(f)/R_{k,m}(f)} \right| \cdot e^{j\theta(f)} \cdot \xi(t)$$

$$[0318] \quad \theta(f) = \angle T_{BS,n}(f) - \angle R_{BS,n}(f) - \angle T_{k,m}(f) + \angle R_{k,m}(f) \quad \dots (11-7)$$

$$[0319] \quad \xi(t) = \frac{e^{j2\pi(f_0-f_1)t+\phi_{DL}}}{e^{j2\pi(f_1-f_0)t+\phi_{UL}}}$$

[0320] 此处, $\angle x$ 表示复数 x 的相位, $a_{k,m}^{(DL)}(f)$ 、 $a_{k,m}^{(UL)}(f)$ 、 $T_{k,m}(f)$ 、 $R_{k,m}(f)$ 、 $T_{BS,n}(f)$ 、 $R_{BS,n}(f)$ 表示频率 f 下的 $a_{k,m}^{(DL)}$ 、 $a_{k,m}^{(UL)}$ 、 $T_{k,m}$ 、 $R_{k,m}$ 、 $T_{BS,n}$ 、 $R_{BS,n}$ 。另外, $\xi(t)$ 不包含 f 而在所有副载波中相同。在式 (11-7) 中,在实施方式 3B 中使用了 $a_{k,m}^{(UL)}(f) = h_{k,m}^{(UL)} \exp\{j2\pi(f_{MT}-f_{BS}')t+\phi_{UL}\}$ 、 $a_{k,m}^{(DL)} = u_{BS,m}h_{k,m}^{(DL)} \exp\{j2\pi(f_{BS}-f_{MT})t+\phi_{DL}\}$ 成立的情形。

[0321] 虽然模拟特性 $T_{k,m}(f)$ 、 $R_{k,m}(f)$ 、 $T_{BS,n}(f)$ 、 $R_{BS,n}(f)$ 根据载波频率而变化,但在比频带 (= 传送频带 / 载波频率) 小的情况下通常根据频率而非常缓慢地变化。在该情况下,模拟路径延迟成为频域中的特性变化的支配性的要因,振幅比 $|(T_{BS,n}(f)/R_{BS,n}(f))/(T_{k,m}(f)/R_{k,m}(f))|$ 大致恒定,仅相位 $\theta(f)$ 与频率 f 成比例地变化。在基站以及终端中的发送接收系统 RF 路径长差小的情况下相位 $\theta(f)$ 的变化非常缓慢,式 (11-7) 的 $u_{k,m}(f)$ 在宽的频带中具有相关性。在该情况下,即使不在所有频率下进行校准,也可以选定离散的 L 个频率 $f_m^{(1)}$ ($1 = 1, \dots, L$) 来进行校准,并根据得到的 $u_{k,m}(f_m^{(1)})$ ($1 = 1, \dots, L$) 通过插值来决定所有传送频带中的 $u_{k,m}(f)$ 。

[0322] 根据这样的新的概念,以下公开 OFDMA/TDD 用校准。

[0323] “OFDMA/TDD 用校准”

[0324] (8D-1) 针对每个天线 m ($= 1, \dots, M$) 选定利用于校准的 L 个频率 $f_m^{(1)}$ 、 $f_m^{(2)}$ 、 $\dots$ 、 $f_m^{(L)}$ ($f_m^{(1)} < f_m^{(1+1)}$)。

[0325] (8D-2) 终端 k 针对每个天线以选定的频率执行校准,得到天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}(f_m^{(1)})$ 、 $u_{k,m}(f_m^{(2)})$ 、 $\dots$ 、 $u_{k,m}(f_m^{(L)})$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0326] (8D-3) 通过频域中的校正系数的插值来决定所有传送频带中的 $u_{k,m}(f_m)$ 。

[0327] (8D-4) 在模拟特性被视作相同的不同时刻将步骤 (8D-1) ~ (8D-3) 反复进行 T 次,使用 T 个校正系数 $u_{k,m}(f_m)$ 来改善校正系数的精度。

[0328] 通过以上控制,可以在所有传送频带中维持可以利用传输路径可逆性的状态。另外,以下进一步详细说明步骤 (8D-1)、(8D-3) 以及 (8D-4)。

[0329] 首先,在步骤 (8D-1) 中,以下将进行频率 $f_m^{(1)}$ 的选定的两个方法例表示成 CAL1、CAL2。

[0330] < 选定法 1 (CAL1) >

[0331] 在选定法 (CAL1) 中,针对每个天线 m 按照下式 (11-8),选定等间隔的频率 $f_m^{(1)}$ ($1 = 1, \dots, L$)。

$$[0332] \quad f_m^{(1)} = F_0 + (1-1)MB + (m-1)B \quad (1 = 1, \dots, L)$$

$$[0333] \quad \dots (11-8)$$

[0334] 此处, F_0 表示天线 $m = 1$ 开始校准的频率, B 表示基准频带。图 18-4 示出 CAL1 中利用的 OFDMA 的频率。L 被设定成可以覆盖传送频带。

[0335] < 选定法 2 (CAL2) >

[0336] 在 CAL1 中, 在衰落状态恶劣的频率中, 信道测定精度有可能变差。因此, 在 CAL2 中从由下式 (11-9) 所示的 M 个频率中逐一地分配给 $f_1^{(1)}$ 、 $f_2^{(1)}$ 、...、 $f_M^{(1)}$, 以使各天线中的传输状态变得良好。

[0337] $C^{(1)} = \{F_0 + (1-1)MB, F_0 + (1-1)MB + B, \dots, F_0 +$

[0338] $(1-1)MB + (M-1)B\} \dots (11-9)$

[0339] 具体而言, 首先, 终端使用下行链路共用导频信号, 以包含于 $C^{(1)}$ 中的所有频率 f 观测各天线的传输路径 $a_{k,m}^{(DL)}(f)$ 。接下来, 在将 M 个频率 $f \in C^{(1)}$ 分配给 $f_1^{(1)}$ 、 $f_2^{(1)}$ 、...、 $f_M^{(1)}$ 的 M! 组的组合中, 选定下式 (11-10) 的评价函数 J_1 、 J_2 或 J_3 成为最大的组合。

$$[0340] \quad J_1 = \sum_{m=1}^M \left| \log_{10}(a_{k,m}^{(DL)}(f_m^{(1)})) \right|$$

$$[0341] \quad J_2 = \sum_{m=1}^M \left| a_{k,m}^{(DL)}(f_m^{(1)}) \right| \quad \dots (11-10)$$

$$[0342] \quad J_3 = \sum_{m=1}^M \left| a_{k,m}^{(DL)}(f_m^{(1)}) \right|^2$$

[0343] 此处, 由于评价函数 J_1 、 J_2 、 J_3 在振幅 $|a_{k,m}^{(DL)}(f_m^{(1)})|$ 高的情况下给出高的评价, 所以针对每个天线选定传输环境良好的频率的组合。另外, 虽然示出了三种评价函数 J_1 、 J_2 、 J_3 , 但除此以外也可以考虑在振幅 $|a_{k,m}^{(DL)}(f_m^{(1)})|$ 高的情况下给出高的评价的各种评价函数 J 。这样, 通过导入与振幅相应的评价函数, 可以选定具有良好的传输路径的频率来进行校准。

[0344] 接下来, 作为步骤 (8D-3), 示出以下的三个频域中的具体的插值法。

[0345] < 插值法 I >

[0346] 利用下式 (11-11) 来进行针对复数的线性插值。

$$[0347] \quad u_{k,m}(f) = \frac{(f_m^{(l+1)} - f)u_{k,m}(f_m^{(l)}) + (f - f_m^{(l)})u_{k,m}(f_m^{(l+1)})}{f_m^{(l+1)} - f_m^{(l)}} \quad \dots (11-11)$$

[0348] 此处, 利用下式 (11-12) 给出 1。

$$[0349] \quad l = \begin{cases} 1 & \text{if } f \leq f_m^{(2)} \\ d & \text{if } f_m^{(d)} \leq f \leq f_m^{(d+1)} \\ L-1 & \text{if } f_m^{(L-1)} \leq f \end{cases} \quad \dots (11-12)$$

[0350] < 插值法 II >

[0351] 利用下式 (11-13) 来进行针对相位的线性插值。

$$[0352] \quad u_{k,m}(f) = u_{k,m}(f_m^{(l)}) \left(\frac{u_{k,m}(f_m^{(l+1)})}{u_{k,m}(f_m^{(l)})} \right)^{\frac{f - f_m^{(l)}}{f_m^{(l+1)} - f_m^{(l)}}} \quad \dots (11-13)$$

[0353] 此处,利用上式 (11-12) 给出 1。

[0354] <插值法 III>

[0355] 进行基于最小二乘误差基准的线性相位推定。具体而言,在步骤 (8D-2) 中,当得到 $\angle u_{k,m}(f_m^{(1)}), \dots, \angle u_{k,m}(f_m^{(1)}) (|\angle u_{k,m}(f_m^{(1-1)}) - \angle u_{k,m}(f_m^{(1)})| < \pi, l = 2, \dots, L)$ 时,假设 $\angle u_{k,m}(f_m) = \alpha f + \beta$, 根据最小二乘误差基准来决定常数 α, β 。另外,将所有频率 f (包含 $f_m^{(1)}$) 下的校正系数设为 $u_{k,m}(f) = \exp\{j(\alpha f + \beta)\}$ 。

[0356] 在进行这样的插值时,可以通过传输路径良好的频率下的校准,首先计算出校正系数 $u_{k,m}(f_m^{(1)})$, 通过频域中的校正系数的插值来平滑地求出除此以外的频率下的校正系数。这样,可以在宽频带的 OFDMA/TDD 方式中决定根据频率而变化的校准的校正系数。而且,通过执行进行校准的频率的选定和频域中的校正系数的插值,可以在所有频带中高效地决定根据频率而变化的校正系数。

[0357] 接下来,详细示出步骤 (8D-4) 的控制。图 18-5 示出在本控制中在上下链路中发送的导频信号的配置和使用该配置进行校正系数的高精度化的方式。在本控制中,在基站与终端之间在多个 (T 个) 不同的时刻 t , 在上下链路中相互发送导频信号,使用在各个时刻得到的校正系数 $u_{k,m|t}(f_m) (t = t_1, t_2, \dots, t_T)$ 来改善校正系数的精度。此时,时刻 $t = t_1, t_2, \dots, t_T$ 下的传输状态也可以相互不同。这是因为在各时刻分别计算出校正系数。

[0358] 在进行该控制时,在基站与终端之间从一方向另一方事先通知发送导频的时刻而作为控制信息。例如,有将发送导频信号的时间图案如下所述预先决定为规格、并向另一方通知所对应的控制比特的方法。

[0359]	控制比特	时间图案
[0360]	00	$t_{i+1} - t_i = 5\text{ms} \quad (i = 1, 2, \dots)$
[0361]	01	$t_{i+1} - t_i = 10\text{ms} \quad (i = 1, 2, \dots)$
[0362]	10	$t_{i+1} - t_i = 50\text{ms} \quad (i = 1, 2, \dots)$
[0363]	11	$t_{i+1} - t_i = 100\text{ms} \quad (i = 1, 2, \dots)$

[0364] 另外,此处叙述了以一定时刻为单位发送导频信号的情况,但也可以不是一定时间间隔。而且,在基站与终端之间从一方向另一方通知第一个导频信号的发送开始时刻或帧,还通知导频信号的发送次数 (T) 作为控制信号。通过这样的控制信号的通知,基站与终端可以相互识别发送导频信号的定时。

[0365] 按照本控制,在 T 个时刻进行上下链路的导频信号发送,将 T 次独立地 (例如以 10ms 或 100ms 为周期) 计算出的校正系数设为 $u_{k,m|t}(f_m) (t = t_1, t_2, \dots, t_T)$ 。此时,终端可以通过下式 (11-14) 或 (11-15) 来进行校正系数的精度改善。

$$[0366] \quad \sum_{t=1}^T (U_{k|t}(f)^H U_{k|T}(f)) U_{k|t}(f) \rightarrow U_k(f) \quad \dots(11-14)$$

[0367] 或者

$$[0368] \quad \text{eig} \left(\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T U_{k|t}(f) U_{k|t}(f)^H \right) \rightarrow U_k(f) \quad \dots(11-15)$$

[0369] 此处, H 表示复共轭转置, $\text{eig}(X)$ 表示与矩阵 X 的最大固有值对应的固有矢量。另外, $u_{k|t}(f) = [u_{k,1|t}(f), \dots, u_{k,M|t}(f)]^T$, $u_k(f) = [u_{k,1}(f), \dots, u_{k,M}(f)]^T$ 。虽然在矢量

$u_{k|t}(f)$ 中在不同的 t 产生由发送接收机的载波频率差引起的相位旋转,但矢量内的要素的相对的相位关系不发生变化,可以使用该关系来进行精度改善。这样,通过独立地进行多次校准,并适当地合成各次取得的校正系数,从而可以计算出精度更高的校正系数。

[0370] 另外,在现有技术中没有示出根据多个时间下的导频发送来提高校准的校正精度的方法。这是因为,在 $u_{k|t}(f)$ 中在不同的 t 产生由发送接收机的载波频率差引起的相位旋转,所以难以使用不同时刻下的校正系数来提高精度。与此相对,在本实施方式中着眼于矢量内的要素的相对相位关系不发生变化的情形,示出了通过使用该原理的式 (11-14)、式 (11-15) 来提高校正系数的精度。通过本结构,可以根据多个时刻下的信道测定来提高校正系数。特别是,在基站与终端之间的信噪功率比 (SNR) 低的环境中有时通过一次信道测定,校正系数的精度不够,但如本实施方式所示,可以通过多个时间下的信道测定来改善校正系数的精度。另外,新示出了在进行这样的精度改善时在基站与终端之间为了校准而在多个时刻用于发送导频信号的控制信号,可以通过该控制信号来提高校准精度。因此,在多个时刻发送导频信号的控制信号以及通知发送次数 T 的格式也是本发明独有的部分。

[0371] 图 18-6 示出在 OFDMA/TDD 中根据多个时刻 ($T = 10$) 下的信道测定进行了校准的情况、和根据一次 ($T = 1$) 的信道测定进行了校准的情况的性能评价结果的一个例子。在图中, τ 表示传输路径的延迟扩展, SNR 表示每个符号的信噪功率比,纵轴表示校准后的天线间的相位误差 (在 0 的情况下相位完全一致,可以利用理想的可逆性)。从该图可知,通过基于多个时刻下的信道测定的校准,可以大幅改善校准精度。

[0372] 另外,在本实施方式中使用所选择的频率来进行校准时,有时基站想掌握由哪个天线使用了各频率。在该情况下,终端向基站预先通知以各频率发送导频信号的天线序号。图 18-7 示出该通知方法的一个例子,将在各子带中进行导频发送的天线序号的序列按照子带 $1 = 1, 2, 3, \dots$ 的顺序作为数据而从终端通知到基站。此处,图 18-7 的天线序号序列表示在图 18-4 的 CAL2 中按照子带 $1 = 1, 2, 3, \dots$ 的顺序选定的天线序号。这样,通过以与各子带对应的格式来发送进行校准的天线序号,可以实现高效的通知。

[0373] 实施方式 8E

[0374] 在本实施方式中,公开了对与基站进行信号发送接收时的信噪功率比 (SNR) 低的终端进行高精度的校准的协同天线阵列 (antennaarray) 校准控制。在本实施方式中,代替基站而由周边的无线机支持终端的校准。其结果,即使在终端与基站的距离远的情况下,也可以通过与近距离处存在的无线机进行校准而顺利地进行多个天线的相位校正。另外,还示出了适应性地选定支持校准的无线机的系统控制。

[0375] 此前示出了通过校准来决定校正系数 $u_{k,m}$ 的方法,但通常利用下式 (11-16) 来定义校准后的相位误差。

$$[0376] \quad \Delta\phi = \left\langle \left| \frac{a_{k,m_1}^{(UL)}(f)}{a_{k,m_1}^{(DL)}(f)} - \frac{a_{k,m_2}^{(UL)}(f)}{a_{k,m_2}^{(DL)}(f)} \right|^2 \right\rangle^{1/2} = \left\langle \left| \frac{u_{k,m_1}(f)T_{k,m_1}(f)/R_{k,m_1}(f)}{u_{k,m_2}(f)T_{k,m_2}(f)/R_{k,m_2}(f)} \right|^2 \right\rangle^{1/2} \quad \dots(11-16)$$

[0377] 此处, $\langle \cdot \rangle$ 表示天线 m_1, m_2 的所有组合和作为校准的对象的所有频带中的平均。在 OFDMA/TDD 中,随着在基站与终端之间信道测定用导频信号的平均 SNR 变低,相位误差 $\Delta\phi$

增大。特别是,在远离基站的小区边界附近传输损失大的终端较多,校准精度容易变差。

[0378] 在此前的实施方式中,示出了终端经由基站进行校准的结构,但终端也可以经由与基站不同的其它无线机 S 进行相同的校准。此处,作为其它无线机 S,考虑固定站、周边终端、周边的小型基站、中继无线机等。

[0379] 在该情况下,无线机 S 使用在选定的频率 f 下从终端的第 m 个天线不应用 $u_{k,m}(f)$ ($m = 1, \dots, M$) 而发送的导频信号来测定信道 $b'_{m|S}(f)$,并将该信道信息通知给终端。同样地,终端使用从无线机 S 发送的导频信号来测定信道 $b_{m|k}(f)$ 。而且,无线机 S 向终端通知测定值 $b'_{m|S}(f)$,终端将与第 m 个天线对应的校正系数决定为 $u_{k,m}(f) = b_{m|k}(f) / b'_{m|S}(f)$ 。在进行该校准时,终端可以经由能够确保比基站更良好的 SNR 的无线机 S,将相位误差 $\Delta \phi$ 保持得较小。

[0380] 因此,终端即使与无线机 S 进行校准,也可以构筑与基站可利用上下链路的可逆性的状态。另外,比起基站,终端与无线机 S 具有更良好的 SNR 的情况下,可以实现小的相位误差 $\Delta \phi$,特别是可以期待存在于小区边界附近的终端的校准精度改善。另外,如果终端与无线机 S 能够维持可逆性,则成为与基站也能够维持可逆性的状态。这是因为,如果下式 (11-17) 成立,则下式 (11-18) 也成立。

$$[0381] \quad \frac{u_{k,1}(f)b'_{1|S}(f)}{b_{1|k}(f)} = \frac{u_{k,2}(f)b'_{2|S}(f)}{b_{2|k}(f)} = \dots = \frac{u_{k,M}(f)b'_{M|S}(f)}{b_{M|k}(f)} \quad \dots(11-17)$$

$$[0382] \quad \frac{u_{k,1}(f)a_{k,1}^{(UL)}(f)}{a_{k,1}^{(DL)}(f)} = \frac{u_{k,2}(f)a_{k,2}^{(UL)}(f)}{a_{k,2}^{(DL)}(f)} = \dots = \frac{u_{k,M}(f)a_{k,M}^{(UL)}(f)}{a_{k,M}^{(DL)}(f)} \quad \dots(11-18)$$

[0383] 在本实施方式中,公开了如下控制方法:面向高效的无线通信系统,终端根据状况来选定与基站的直接校准、或与周边无线机 S 的协同校准。图 18-8 是示出本实施方式中的校准控制的一个例子的图。在本控制中,根据终端以及周边无线机的状态来适应性地进行直接或协同校准。以下示出控制方法。

[0384] [校准用系统控制]

[0385] (8E-1) 希望进行校准的终端从各天线向基站通知包含导频信号的校准 (CAL) 要求信号。

[0386] (8E-2) 基站在接收到 CAL 要求信号时,测定信号的平均接收 SNR Γ_{BS} 。另外,周边无线机 S 也接收 CAL 要求信号,并测定平均接收 SNR Γ_S 。

[0387] (8E-3) 基站在 Γ_{BS} 是规定等级 Γ_{th} 以下的情况下,在下行链路中发送图 18-9 所示的结构例的 CAL 支持委托信号。在该信号中,通知表示支持委托的比特和 Γ_{BS} 。

[0388] (8E-4) 无线机 S 在接收到支持委托信号时,在 $\Gamma_S > \Gamma_{BS}$ 的情况下将图 18-10 所示的 CAL 可支持信号通知给基站。在该信号中,通知表示可支持的比特和终端 ID 以及 Γ_S 。

[0389] (8E-5) 基站在接收到 CAL 可支持信号时,对具有最大的 Γ_S 的无线机 S 指定无线资源 (时间帧和利用频率),要求校准的支持。无线机 S 和终端使用所指定的无线资源来进行校准。

[0390] (8E-6) 在步骤 (8E-5) 中,基站没有接收到 CAL 支持信号的情况下,在基站与终端之间进行校准。

[0391] 另外,无线机 S 是虽然在时间帧中没有进行信号发送但可以支持校准的无线

机。例如,间歇地进行数据发送的周边终端、中继无线机、小型基站等相当于该无线机。在(8E-5)中不论使用上行链路和下行链路的无线资源中的哪一个进行了信道测定,都可以进行校准。但是,当无线机 S 在上行链路中测定 $\text{SNR } \Gamma_s$, 且终端与无线机 S 使用上行链路的无线资源进行双向的信道测定时,具有可以确保与无线机 S 在上行链路中测定的 $\text{SNR } \Gamma_s$ 相同的信道状态的特别的优点。因此,在(8E-5)中终端和无线机 S 在上行链路中进行双向的信道测定,从而具有可以在稳定的信道状态下进行信道测定的优点。

[0392] 另外,在 OFDMA 方式中进行应用的情况下,进行定时控制以在上行链路中使来自不同的终端的信号到达时刻在基站中一致。此时,理想的是在校准时,终端以及无线机 S 也维持与基站的定时控制以使不对其它的通信造成干扰。此时,由于无线机 S 的位置与基站不同,所以有时由于定时偏离而从利用其它频带的上行链路信号中受到干扰。另外,有时从其它小区受到干扰。但是,测定的 $\text{SNR } \Gamma_s$ 包含该影响,在校准时也可以确保 $\text{SNR } \Gamma_s$ 。另外,终端与无线机 S 的位置关系通常较近,可以确保与无线机 S 同样的 SNR。另外,在本实施方式的控制中,可以根据终端以及无线机 S 的位置来适当地选定直接或协同校准。

[0393] 图 18-11 示出对相位误差 $\Delta \phi$ 进行了评价的结果,该相位误差 $\Delta \phi$ 是在半径 D 的小区内校准的希望终端位于从基站离开 d 的距离的位置的情况下通过本实施方式的方法和总是与基站进行校准的方法得到的。此处,关于其它无线机 S, 设为在半径 D 的区域内基于泊松发生 (Poisson occurrence) 而平均存在 10 台。如图所示,在总是与基站进行校准的方法中,随着终端远离基站,平均 SNR 降低,校准精度变差。与此相对,在本实施方式的方案中,可以经由存在于终端附近的无线机 S 来进行高的平均接收 SNR 下的校准。其结果,不依赖于终端的位置,能够将相位误差设为 5° 以下,可以大幅改善校准精度。

[0394] 实施方式 9

[0395] 接下来,对实施方式 9 进行说明。在本实施方式中,说明使用终端在随机接入信道中进行接入时的信号来进行校准的方法。另外,本实施方式的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0396] 终端在初始接入时或不进行无线资源的预约而向基站接入时,使用被视为时分 ALOHA (Slotted ALOHA) 等的随机接入信道。此时,终端由于尚未完成接入,所以也没有进行校准的情况较多。在本实施方式中,说明在这样的情况下,终端同时进行随机接入和校准从而高效地进行无线控制的方法。

[0397] 图 19 是示出向随机接入信道进行接入时的信号格式(上行链路随机接入信号格式)的一个例子的图。如图 19 所示,来自终端的发送信号(上行链路随机接入信号)包括导频信号。在基站中从终端接收到通过随机接入信道发送的信号时,使用包含在接收信号中的导频信号来测定其传输路径增益 $a'_{k,m}^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)}$ 。接下来,基站根据来自终端的信号的接收状态,来通知接下来终端应进行的处理。该通知内容各种各样,例如进行在初始接入时将详细的终端信息通知给基站的指示、或者分配接下来进行通信的无线资源。图 20 示出从基站向终端通知的信号格式(下行链路通知信号格式)的一个例子。如图 20 所示,在下行链路通知信号中存在用于承载导频信号以及其它信息的字段(记述成通知信息的字段),在本实施方式中利用从基站向终端通知的通知信号来同时进行校准。

[0398] 作为一个例子,在按照实施方式 4 所示的步骤来进行校准的情况下,基站将用 u_{BS} 加权后的导频信号 $u_{BS} s(q)$ 作为下行链路通知信号的导频信号而发送。另外,此时,将反馈

信息 $a'_{k,m}^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)}$ 作为通知信息而一起发送。终端确认接收到的下行链路通知信号的通知信息并识别接下来的指示,同时使用由终端 k 的天线 m 接收到的导频信号来测定信道 $a_{k,m}^{(DL)} = u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}$ ($m = 1, \dots, M$), 使用反馈信息 $a'_{k,m}^{(UL)}$ 来设定校正系数 $u_{k,m}$ 。这样,通过利用随机接入信道中使用的信号的一部分来进行校准,可以与其它控制匹配地高效地进行校准。在该情况下,需要在从基站向终端的下行链路通知信号的一部分中记述反馈信息 $a'_{k,m}^{(UL)}$ 的字段。另外,通过将反馈信息 $a'_{k,m}^{(UL)}$ 变更为相位信息 $a'_{k,m}^{(UL)} / |a'_{k,m}^{(UL)}|$, 对实施方式 6 也可以应用同样的处理。

[0399] 另外,在将终端的一个天线作为对象而进行实施方式 5 的校准的情况下,通过将下行链路的导频信号作为 $(u_{BS}/a'_{k,m}^{(UL)})s(q)$ 而进行发送,还可以无需反馈信息而进行校准。

[0400] 另外,此处示出了设想初始接入阶段并同时进行接入和校准的方案,不仅在随机接入时,而且在通信中进行上下链路分组传送时也可以应用上述方法。即,如果将图 19 作为上行链路分组进行处理、将图 20 作为下行链路分组进行处理,则即使利用通信分组也可以进行校准。这在通信中更新校准的设定方面是有效的。如本实施方式所示,即使在校准中不使用特别的导频信号,也可以使用随机接入时的信号或通信分组中包含的导频信号来进行校准。

[0401] 实施方式 10

[0402] 接下来,对实施方式 10 进行说明。在本实施方式中,说明在使用通过校准设定的校正系数时,即使在传输路径变动的情况下也能保持测定传输路径的可逆性的情形。另外,以下说明中使用的终端 k 以及基站的装置结构与实施方式 4 相同。

[0403] 首先,在将时刻 t 的 $h_{k,m}^{(UL)}$ 、 $h_{k,m}^{(DL)}$ 、 $g_{k,m}^{(UL)}$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}$ 分别设为 $h_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $h_{k,m}^{(DL)}(t)$ 、 $g_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}(t)$ 时,通过下式 (12) 示出 $h_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $h_{k,m}^{(DL)}(t)$

$$[0404] \quad h_{k,m}^{(UL)}(t) = T_{k,m} \cdot g_{k,m}^{(UL)}(t) \cdot R_{BS}$$

$$[0405] \quad h_{k,m}^{(DL)}(t) = T_{BS} \cdot g_{k,m}^{(DL)}(t) \cdot R_{k,m}$$

$$[0406] \quad \dots (12)$$

[0407] 此处, $T_{k,m}$ 、 T_{BS} 分别是终端 k 、基站的发送模拟增益, R_{BS} 、 $R_{k,m}$ 分别是基站、终端 k 的接收模拟增益。

[0408] 在通过实施方式 4 等中示出的步骤来进行校准时,在将模拟特性 T_{BS} 、 $T_{k,m}$ 、 R_{BS} 、 $R_{k,m}$ 视为恒定的时间范围 (假设设为 $0 < t < t_0$) 中式 (13) 成立。

$$[0409] \quad \frac{u_{k,l} \cdot h_{k,l}^{(UL)}}{u_{BS} \cdot h_{k,l}^{(DL)}} = \eta \quad \dots (13)$$

[0410] 这是因为,即使传输路径 $h_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $h_{k,m}^{(DL)}(t)$ 变动,在其中的实质的变动分量即实际传输路径增益 $g_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}(t)$ 之间可逆性也成立 ($g_{k,m}^{(UL)}(t) = g_{k,m}^{(DL)}(t)$), 在式 (13) 的分母和分子中被抵消。

[0411] 根据式 (13),即使在时间范围 $0 < t < t_0$ 中传输路径增益 $g_{k,m}^{(UL)}(t)$ 、 $g_{k,m}^{(DL)}(t)$ 变动,校准的效果也被保持。因此,与模拟设备的问题特性匹配地,以长周期更新终端的校正系数 $u_{k,m}$ 即可。在图 21 中,作为一般的例子,示出分组传送的时间单位、传输路径变动 (多径衰落) 的时间单位、模拟设备特性的变动时间单位的关系。如图 21 所示,模拟设备特性的变动与传输路径变动 (衰落周期) 相比足够长。这样,关于进行校准的周期,即使以无线

通信的控制时间单位或比衰落周期长的时间单位进行,也可以进行动作(当然即使以短的时间单位进行也可以进行动作)。具体而言,在以无线通信的控制时间单位或比衰落周期长的时间单位进行校准的情况下,基站与终端之间的校准中使用的导频信号以及信道测定信息的发送周期变得比控制时间单位或衰落周期长。

[0412] 如上所述,也可以以无线通信的控制时间单位或比衰落周期长的时间单位发送导频信号以及信道测定信息,并进行校准。在使用该特征时,可以降低控制所需的信号量。

[0413] 实施方式 11

[0414] 接下来,对实施方式 11 进行说明。在本实施方式中,说明通过分别使用实施方式 1 中叙述的自校准、和实施方式 4、5 中叙述的通过与其它无线机之间的信号传送来进行的校准,从而高效地执行校准的方法。此处,设想基站与终端基于铷振荡器等高精度振荡器而具有同一载波频率的情况,而对实现狭义的可逆性的情况进行说明。

[0415] 图 22 是示出实施方式 11 的校准步骤的流程图。此处,设为已经决定了基站的基准天线中的校正系数 u_{BS} (可以是任意的值)。此时,在本实施方式的校准中执行以下所示的步骤来设定终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0416] (11-1) 终端 k 和基站将终端 k 的天线 1 作为对象,执行实施方式 4 ~ 6 中示出的某一个校准(图 22、步骤 S221)。

[0417] (11-2) 终端 k 将天线 m 和天线 1 作为对象,执行实施方式 1 ~ 3 中示出的某一个自校准(步骤 S222)。

[0418] 在以上的控制中,在作为步骤 (11-1) 执行了实施方式 4 或 5 示出的步骤的情况下,下式 (14) 成立。

$$[0419] \quad \frac{u_{k,1} h_{k,1}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,1}^{(DL)}} = \eta = 1 \quad \dots(14)$$

[0420] 而且,在作为步骤 (11-2) 执行了实施方式 1 或 2 示出的步骤的情况下,下式 (15) 成立。

$$[0421] \quad \frac{u_{k,1} h_{k,1}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,1}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{k,m}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}} \quad \dots(15)$$

[0422] 因此,实现了上述式 (2) 的状态 ($\eta = 1$),保持狭义的传输路径可逆性。

[0423] 如上所述,在本实施方式的校准步骤中,终端仅针对一部分的天线(在该例子中是天线 1)执行利用了与基站之间的信号传送的校准(步骤 (11-1))。因此,可以使在进行与基站的校准时使用的导频信号数小于天线数 M 。另外,虽然在步骤 (11-2) 中另行进行自校准,但由于被设定在接收放大器的容许范围内,所以在自校准中放射的发送功率非常小。因此,对其它周边终端造成的干扰也小。

[0424] 这样,在本实施方式中,具有 M 个天线的终端在与基站之间使用一部分天线进行了利用信号传送的校准之后,进行自校准。其结果,可以使与基站的校准中使用的导频信号数少于终端的天线数 M ,可以降低对周边的无线设备造成的干扰功率。同时,在测定传输路径中可以实现狭义的可逆性。

[0425] 另外,在本实施方式的步骤 (11-1) 中可以应用实施方式 6 的校准步骤,同样地,在步骤 (11-2) 中可以应用实施方式 3A 的校准步骤。在应用了它们的情况下由于仅进行相位校正,所以虽然没有实现狭义的可逆性,但确保了各天线的相位关系的匹配性。另外,与应

用了实施方式 6 的校准步骤的情况相比,可以降低所需的导频信号数。

[0426] 实施方式 12

[0427] 接下来,对实施方式 12 进行说明。在本实施方式中,说明与实施方式 11 中示出的方法不同的如下方法:通过分别使用实施方式 1 中叙述的自校准、和实施方式 4、5 中叙述的通过与其它无线机之间的信号传送来进行的校准,从而高效地执行校准。在本实施方式中,设想基站与终端基于铷振荡器等高精度振荡器而具有同一载波频率的情况,对实现狭义的可逆性的情况进行叙述。

[0428] 图 23 是示出实施方式 12 的校准步骤的流程图。此处,设为已经决定了基站的基准天线中的校正系数 u_{BS} (可以是任意的值)。此时,在本实施方式的校准中,执行以下所示的步骤来设定终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0429] (12-1) 终端 k 将天线 m ($m = 2, \dots, M$) 和天线 1 作为对象,执行实施方式 1 ~ 3 中示出的某一个自校准 (图 23、步骤 S231)。此时, $u_{k,m}$ ($m = 2, \dots, M$) 成为依赖于 $u_{k,1}$ 的参数 (例如在实施方式 1 中 $u_{k,m} = u_{k,1} (h_{k,m}^{self,R} / h_{k,m}^{self,F})$)。

[0430] (12-2) 终端 k 与基站将终端 k 的天线 1 作为对象,执行实施方式 4 ~ 6 中示出的某一个校准来决定天线 1 的校正系数 $u_{k,1}$, 并且根据通过步骤 (12-1) 导出的关系来决定其它天线的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 2, \dots, M$) (步骤 S232)。

[0431] 在以上的控制中,在步骤 (12-1) 中实施方式 11 中示出的式 (15) 成立,在步骤 (12-2) 中式 (14) 成立。因此,在步骤 (12-2) 中确定了所有天线的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$) 时,下式 (16) 成立,实现了上述的式 (2) 的状态 ($\eta = 1$), 保持狭义的传输路径可逆性。

$$[0432] \quad \frac{u_{k,1} h_{k,1}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,1}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{k,m}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}} = \eta = 1 \quad \cdots (16)$$

[0433] 这样,在本实施方式中,具有 M 个天线的终端在进行了自校准之后,在与基站之间使用一部分天线进行利用了信号传送的校准。由此,得到与上述实施方式 11 同等的效果。

[0434] 实施方式 13

[0435] 接下来,对实施方式 13 进行说明。在本实施方式中,说明与实施方式 11、12 中示出的方法不同的如下方法:分别使用自校准、和通过与其它无线机之间的信号传送来进行的校准,从而高效地执行校准。在本实施方式中,设想基站与终端基于铷振荡器等高精度振荡器而具有同一载波频率的情况,对实现狭义的可逆性的情况进行叙述。

[0436] 图 24 是示出实施方式 13 的校准步骤的流程图。另外,图 25 示出实施方式 13 的终端以及基站的装置结构例的图。本实施方式的基站的结构与图 6 所示的实施方式 4 的基站相同。另外,终端的结构是以形成发送波束以及接收波束来发送接收信号的形式将实施方式 4 的终端进行变形而得到的。

[0437] 此处,设为已经决定了基站的基准天线中的校正系数 u_{BS} (可以是任意的值)。此时,在本实施方式的校准中,执行以下所示的步骤来设定终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$)。

[0438] (13-1) 终端 k 将天线 m ($m = 2, \dots, M$) 和天线 1 作为对象,执行实施方式 1 ~ 3 中示出的某一个自校准 (图 24、步骤 S241)。此时, $u_{k,m}$ ($m = 2, \dots, M$) 成为依赖于 $u_{k,1}$ 的参数 (例如在实施方式 1 中 $u_{k,m} = u_{k,1} (h_{k,m}^{self,R} / h_{k,m}^{self,F})$)。

[0439] (13-2) 终端 k 临时将非零的任意的值设定为 $u_{k,1}$ 来确定 $u_{k,m}$ ($m = 2, \dots, M$), 针对

利用 $u_{k,m}$ ($m = 1, \dots, M$) 校正后的传输路径形成发送波束来发送导频信号。在基站中,测定从终端 k 接收到的导频信号的复数振幅 $h_k^{(UL)}$ (步骤 S242)。

[0440] (13-3) 基站在下行链路中将测定值 $h_k^{(UL)}$ 通知给终端 k (步骤 S243)。而且,基站发送导频信号,终端 k 形成与在步骤 (13-2) 中形成的发送波束相同的权重的接收波束而接收来自基站的下行链路导频信号,并测定所接收到的导频信号的复数振幅 $h_k^{(DL)}$ (步骤 S244)。

[0441] (13-4) 终端 k 将天线 1 的校正系数 $u_{k,1}$ 设定成 $u_{k,1} = h_k^{(DL)}/h_k^{(UL)}$ 。而且,根据与执行步骤 (13-1) 而导出的 $u_{k,1}$ 的关系,决定其它天线的校正系数 $u_{k,m}$ ($m = 2, \dots, M$) (步骤 S245)。

[0442] 在进行以上的控制时,在步骤 (13-1) 中能够设定在测定传输路径中广义的可逆性成立的状态。即,式 (15) 成立。

[0443] 接下来,通过下式 (17) 示出在终端 k 的天线 m ($m = 1, \dots, M$) 中使用任意的发送权重 v_m 发送了信号时 (即,使用发送波束发送了信号时) 的基站中的接收信号的复数振幅。

$$[0444] \quad h_k^{(UL)} = \sum_{m=1}^M v_m u_{BS} h_{k,m}^{(UL)} \quad \dots(17)$$

[0445] 另一方面,当针对从基站发送的导频信号,由终端 k 的天线 m ($m = 1, \dots, M$) 使用接收权重 v_m 进行了加权合成 (即,使用接收波束进行了接收) 时,通过下式 (18) 示出该接收信号的复数振幅。

$$[0446] \quad h_k^{(DL)} = \sum_{m=1}^M v_m u_{BS} h_{k,m}^{(DL)} \quad \dots(18)$$

[0447] 在步骤 (13-4) 中,终端使用反馈信息将校正系数 $u_{k,1}$ 设定成 $u_{k,1} = h_k^{(DL)}/h_k^{(UL)}$ 时,根据式 (15)、(17)、(18) 导出下式 (19),在测定传输路径中保持狭义的可逆性。

$$[0448] \quad \frac{u_{k,1} h_{k,1}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,1}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{k,m}^{(UL)}}{u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}} = 1 \quad \dots(19)$$

[0449] 另外,在步骤 (13-3)、(13-4) 中,基站将信道测定值 $h_k^{(UL)}$ 通知给终端,并在下行链路中发送了导频信号,但也可以取而代之而由基站发送用 $u_{BS}/h_k^{(UL)}$ 加权后的导频信号 ($u_{BS}/h_k^{(UL)} s(q)$)。在该情况下,终端对导频信号的复数振幅 $h_k^{(DL)}/h_k^{(UL)}$ 进行测定。在将该值设为天线 1 的校正系数时 (即,设为 $u_{k,1} = h_k^{(DL)}/h_k^{(UL)}$ 时),可以实现与步骤 (13-3)、(13-4) 相同的状态。在该情况下,由于无需来自基站的反馈信息,所以与步骤 (13-3)、(13-4) 相比可以降低控制量。

[0450] 另外,对于任意的发送接收波束形成、即权重 v_m ,本实施方式的关系都成立。但是,在发送波束成为与基站不同的方向的情况下,在基站中导频信号的接收功率降低,信道测定精度变差。同样地,在下行链路中基站发送的导频信号的终端中的接收功率也变弱,所以下行链路的信道测定精度也变差。因此,优选使发送波束朝向基站方向。作为一个例子,有在上行链路中形成最大比合成型的发送波束的 (将权重 v_m 作为由下行链路的天线 m 测定的复数信道增益的复共轭而提供的) 方法等。

[0451] 这样,如果使用适合的权重 v_m ,则可以一边利用发送接收波束增益,一边进行信道测定。其结果,与仅从天线 1 发送导频信号的情况相比,即使发送功率相同,也可以在基站中接收强的接收功率的导频信号。因此,在进行发送接收波束形成时,可以进行精度更高的

信道测定。

[0452] 通过应用上述步骤,可以在终端与基站间使用少量的导频信号数的同时,形成发送接收波束而实现高精度的校准。

[0453] 实施方式 14

[0454] 接下来,对实施方式 14 进行说明。在本实施方式中,说明如下方法:在终端与基站都具有多个天线的 MIMO(Multi-Input Multi Output) 系统中,分别使用自校准、和通过与其它无线机之间的信号传送来进行的校准,从而高效地执行校准。此处,设想基站与终端基于铷振荡器等高精度振荡器而具有同一载波频率的情况,对实现狭义的可逆性的情况进行叙述。

[0455] 图 26 是示出实施方式 14 的校准步骤的流程图。另外,图 27 是示出实施方式 14 的终端以及基站的装置结构例的图。此处,基站具备 N 个天线,在各天线 n 中在发送部中具有校正系数 $u_{BS,n}$,设定校正系数 $u_{BS,n}$ 以通过校准使可逆性在测定传输路径中成立。

[0456] 本实施方式的终端 k 的结构与实施方式 13 的终端相同(参照图 25)。另外,基站具备多个天线,形成发送波束以及接收波束来发送接收信号,从图 27 也可知,结构自身与终端 k 相同。另外,设本实施方式的基站与终端 k 同样地可以实现自校准(实施方式 1 等中示出的校准)。

[0457] 此处,设为已经决定了基站的基准天线(设为天线 1)中的校正系数 $u_{BS,1}$ (可以是任意的值)。此时,在本实施方式的校准中,执行以下所示的步骤来设定基站的天线 n 中的校正系数 $u_{BS,n}(n = 2, \dots, N)$ 以及终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}(m = 1, \dots, M)$ 。

[0458] (14-1) 终端 k 将天线 $m(m = 2, \dots, M)$ 和天线 1 作为对象,执行实施方式 1、2 中示出的某一个自校准(图 26、步骤 S261)。此时, $u_{k,m}(m = 2, \dots, M)$ 成为依赖于 $u_{k,1}$ 的参数(例如在实施方式 1 中 $u_{k,m} = u_{k,1}(h_{k,m}^{\text{self,R}}/h_{k,m}^{\text{self,F}})$)。

[0459] (14-2) 基站将天线 $n(n = 2, \dots, N)$ 和天线 1 作为对象,按照与实施方式 1、2 中的某一个的终端 k 同样的步骤,执行自校准(图 26、步骤 S262)。此时,依赖于 $u_{BS,1}$ 来决定 $u_{BS,n}(n = 2, \dots, N)$ (例如在实施方式 1 中 $u_{BS,n} = u_{BS,1}(h_{BS,n}^{\text{self,R}}/h_{BS,n}^{\text{self,F}})$)。

[0460] (14-3) 终端 k 对 $u_{k,1}$ 临时设定任意的值来确定 $u_{k,m}(m = 2, \dots, M)$,对通过 $u_{k,m}(m = 1, \dots, M)$ 校正后的传输路径形成发送波束而发送导频信号。在基站中,使用接收波束来接收从终端 k 发送的导频信号,测定接收导频信号的复数振幅 $h_k^{(UL)}$ (步骤 S263)。

[0461] (14-4) 基站在下行链路中将测定值 $h_k^{(UL)}$ 通知给终端 k (步骤 S264)。而且,基站以与在步骤(14-3)中形成的发送波束相同的权重来形成发送波束,发送导频信号(步骤 S265)。

[0462] (14-5) 终端 k 形成与在步骤(14-3)中形成的发送波束相同的权重的接收波束,接收来自基站的下行链路导频信号,并测定所接收到的导频信号的复数振幅 $h_k^{(DL)}$ (步骤 S266)。

[0463] (14-6) 终端 k 将天线 1 的校正系数 $u_{k,1}$ 设定成 $u_{k,1} = h_k^{(DL)}/h_k^{(UL)}$ 。而且,根据与执行步骤(14-1)而导出的 $u_{k,1}$ 的关系,来决定其它天线的校正系数 $u_{k,m}(m = 2, \dots, M)$ (步骤 S267)。

[0464] 在应用以上的控制时,在基站天线与终端天线的任意路径中狭义的可逆性成立。另外,也可以将步骤(14-1)和(14-2)的顺序颠倒。

[0465] 以下,对通过上述控制而使狭义的可逆性成立的理由进行说明。首先,在执行步骤(14-1)以及(14-2)时,可以设定在终端与基站间的所有($M \times N$ 个)测定传输路径中广义的可逆性成立的状态。即,下式(20)成立。

$$[0466] \quad \frac{u_{k,1} h_{BS,1,k,1}^{(UL)}}{u_{BS,1} h_{BS,1,k,1}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{BS,1,k,m}^{(UL)}}{u_{BS,1} h_{BS,1,k,m}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{BS,n,k,m}^{(UL)}}{u_{BS,n} h_{BS,n,k,m}^{(DL)}} = \eta \quad \dots(20)$$

[0467] 在式(20)中, $h_{BS,n,k,m}^{(UL)}$ 是从终端k的天线m至基站的天线n的上行链路路径中的测定传输路径的增益, $h_{BS,n,k,m}^{(UL)}$ 是从基站天线n至终端k的天线m的下行链路路径中的测定传输路径的增益。

[0468] 此处,在(n, m)要素中定义了具有 $[H_{BS,k}^{(UL)}]_{n,m} = u_{k,m} h_{BS,n,k,m}^{(UL)}$ 、 $[H_{BS,k}^{(DL)}]_{n,m} = u_{BS,n} h_{BS,n,k,m}^{(DL)}$ 的 $N \times M$ 矩阵 $H_{BS,k}^{(UL)}$ 以及 $H_{BS,k}^{(DL)}$ 时,通过下式(21)来表示式(20)。

$$[0469] \quad H_{BS,k}^{(UL)} = \eta \cdot H_{BS,k}^{(DL)} \quad \dots(21)$$

[0470] 接下来,由终端k的天线 m ($= 1, \dots, M$)使用任意的发送权重 v_m 来发送信号(即,使用发送波束来发送信号)、并由基站的天线 n ($n = 1, \dots, N$)使用任意的权重 w_n 来接收信号时的基站中的接收波束输出中的接收信号的信道测定值 $h_k^{(UL)}$ 成为下式(22)。

$$[0471] \quad h_k^{(UL)} = w^T H_{BS,k}^{(UL)} v \quad \dots(22)$$

[0472] 此处, $v = [v_1, \dots, v_M]^T$, $w = [w_1, \dots, w_N]^T$, T 表示转置。

[0473] 另一方面,基站使用权重 w 的发送波束来发送导频信号、终端k使用权重 v 的接收波束来接收信号时的接收波束输出中的信道测定值成为下式(23)。

$$[0474] \quad h_k^{(DL)} = w^T H_{BS,k}^{(DL)} v \quad \dots(23)$$

[0475] 在终端使用来自基站的反馈信息将校正系数($u_{k,1}$)设定成 $u_{k,1} = h_k^{(DL)} / h_k^{(UL)}$ 时,式(20)成为下式(24),在测定传输路径中保持狭义的可逆性。但是,是在基站与终端具有同一载波频率的情况下该狭义的可逆性成立的关系。

$$[0476] \quad \frac{u_{k,1} h_{BS,1,k,1}^{(UL)}}{u_{BS,1} h_{BS,1,k,1}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{BS,1,k,m}^{(UL)}}{u_{BS,1} h_{BS,1,k,m}^{(DL)}} = \frac{u_{k,m} h_{BS,n,k,m}^{(UL)}}{u_{BS,n} h_{BS,n,k,m}^{(DL)}} = 1 \quad \dots(24)$$

[0477] 另外,在步骤(14-4)、(14-5)以及(14-6)中,基站将信道测定值 $h_k^{(UL)}$ 通知给终端,并在下行链路中发送了导频信号,但取而代之也可以由基站发送用 $1/h_k^{(UL)}$ 加权后的导频信号 $(1/h_k^{(UL)})s(q)$ 。

[0478] 另外,如图27所示,基站在将导频信号 $(1/h_k^{(UL)})s(q)$ 以发送权重 w 而分给 N 个天线之后,在各天线 n 中乘以校正系数 $u_{BS,n}$ 而进行发送。此时,在终端的接收波束输出中得到导频信号 $s(q)$ 的复数振幅 $h_k^{(DL)} / h_k^{(UL)}$ 。通过将该测定值直接设为终端的天线1的校正系数 $u_{k,1} = h_k^{(DL)} / h_k^{(UL)}$,可以实现与步骤(14-4)、(14-5)以及(14-6)相同的状态。在该情况下,由于无需来自基站的反馈信息,所以与执行步骤(14-4)、(14-5)以及(14-6)的情况相比可以进一步降低控制量。

[0479] 另外,对于终端以及基站中的任意的发送接收波束形成、即权重矢量 v 、 w ,实施方式的关系都成立。但是,在基站以及终端的发送波束成为与接收机不同的方向的情况下,在接收侧导频信号的接收功率降低,信道测定精度变差。因此,优选使发送波束朝向接收机方向。作为一个例子有终端在下行链路中进行信道测定、在上行链路中形成固有发送波束的方法等。另外,有在基站中使用终端在上行链路中发送的导频信号的各天线中的响应来进

行最大比合成或 MMSE 合成接收波束形成的方法等。

[0480] 这样,如果终端以及基站分别使用适合的权重矢量 v 、 w ,则可以在 MIMO 信道中一边利用发送接收波束增益一边进行信道测定。其结果,与仅从天线 1 发送导频信号的情况相比,即使发送功率相同,也可以在基站中以强的接收功率接收导频信号。因此,在进行发送接收波束形成时,可以进行精度更高的信道测定。

[0481] 实施方式 15

[0482] 接下来,对实施方式 15 进行说明。在本实施方式中,说明通过与其它无线机之间的信号传送来进行校准的方法,尤其是使用基站以外的无线机来间接地进行校准的方法。此处,设想基站与终端基于铷振荡器等高精度振荡器而具有同一载波频率的情况,对实现狭义的可逆性的情况进行叙述。

[0483] 图 28 是示出在实施方式 15 中进行的校准的概要的图。图 29 是示出实施方式 15 的校准步骤的流程图。

[0484] 在基站与终端可以直接发送接收信号的情况下,可以应用实施方式 4~6 的校准。但是,也有两者的距离较远而相互难以直接发送接收信号的情况。为了在这样的环境中也能够通过与其它无线机的信号传送进行校准,在本实施方式中示出了将其它无线机(设为无线机 A)介于基站与终端之间而与双方进行校准的间接校准方案。以下,示出间接校准的步骤。

[0485] (15-1) 无线机 A 与基站执行实施方式 4 以及 5 中示出的校准中的某一个,设定无线机 A 的天线的复数校正系数 u_A (图 29、步骤 S291)。

[0486] (15-2) 设为已经决定了无线机 A 的天线的校正系数 u_A ,终端与无线机 A 的天线进行校准而设定 $u_{k,m}$ (步骤 S292)。

[0487] 另外,在步骤 (15-1)、(15-2) 中执行的具体的校准的方法与实施方式 4、5 中示出的方法相同。此时,在执行步骤 (15-1) 时,与式 (3) 同样地,下式 (25) 成立。

$$[0488] \quad \frac{u_A \cdot T_A}{R_A} = \frac{u_{BS} \cdot T_{BS}}{R_{BS}} = 1 \quad \dots(25)$$

[0489] 此处, T_A 表示发送模拟增益, R_A 表示接收模拟增益。另外,在执行了步骤 (15-2) 时,下式 (26) 成立,根据该式 (26) 和上式 (25),下式 (27) 也成立。

$$[0490] \quad \frac{u_{k,l} \cdot T_{k,l}}{R_{k,l}} = \frac{u_{k,M} \cdot T_{k,M}}{R_{k,M}} = \frac{u_A \cdot T_A}{R_A} = 1 \quad \dots(26)$$

$$[0491] \quad \frac{u_{k,l} \cdot T_{k,l}}{R_{k,l}} = \frac{u_{k,M} \cdot T_{k,M}}{R_{k,M}} = \frac{u_{BS} \cdot T_{BS}}{R_{BS}} = 1 \quad \dots(27)$$

[0492] 因此,在理想地进行了上述间接校准时,成为和终端与基站进行了直接校准的情况相同的状态。此时,如实施方式 10 所述,即使传输路径发生变动也能保持校准的设定,所以也可以在步骤 (15-1) 之后产生传输路径的变动后进行步骤 (15-2)。

[0493] 这样,在终端 k 远离基站的情况下,如图 28 所示,终端 k 经由与基站进行了校准的其它无线机(无线机 A)进行校准,从而可以进行与基站进行了校准的情况同等的设定。特别是在无线机 A 存在于基站与终端的中间位置的情况下,能够顺利地进行间接校准。

[0494] 另外,此处示出了经由一个无线机 A 的情况,但也可以经由两个以上的无线机来进行间接校准。例如,即使无线机 A 与基站、无线机 B 与无线机 A、终端与无线机 B 依次进行

了校准,也可以进行和终端与基站进行了校准的情况相同的设定。这样,在多个无线机进行了间接校准时,成为系统内的大部分的无线机相互进行了校准的状态。其结果,可以在进行了校准的各种发送接收机间使用传输路径可逆性来进行通信。

[0495] 实施方式 16

[0496] 接下来,对实施方式 16 进行说明。在本实施方式中,说明在终端和基站都具有多个天线的 MIMO 信道中,将校准所需的信号数抑制得比以往少并且在无线机间执行校准的方法。

[0497] 在上述非专利文献 2 记载的技术中,具有 N 个天线的基站与具有 M 个天线的终端为了进行校准,需要从一个无线机向另一个无线机通知 $N \times M$ 个信道测定信息。与此相对,在本实施方式中通过按照以下步骤来进行校准,在两个无线机间降低通知所需的信道信息。

[0498] 此处,在本实施方式中,设为终端 k 具备多个天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 、基站具备多个天线 $n(n = 1, \dots, N)$ 而进行说明。另外,设为已经决定了基站的基准天线 ($n = 1$) 中的校正系数 $u_{BS,1}$ (可以是任意的值)。此时,在本实施方式的校准中,执行以下所示的步骤来设定基站的天线 n 中的校正系数 $u_{BS,n}(n = 1, \dots, N)$ 以及终端 k 的天线 m 中的校正系数 $u_{k,m}(m = 1, \dots, M)$ 。另外,图 30 是示出实施方式 16 的校准动作中的基站与终端的天线间的路径的图。

[0499] (16-1) 终端 k 与基站将基站的天线 1 (基准天线) 作为对象,执行实施方式 4 或 5 中示出的校准,决定校正系数 $u_{k,m}(m = 1, \dots, M)$ 。即,在该步骤中,决定终端 k 使用的校正系数。

[0500] (16-2) 终端 k 与基站使用作为在步骤 (16-1) 中决定的校正系数之一的 $u_{k,1}$,将终端 k 的天线 1 作为对象,执行实施方式 4 或 5 中示出的校准来决定校正系数 $u_{BS,n}(n = 1, \dots, N)$ 。即,在该步骤中,决定基站使用的校正系数。

[0501] 另外,实施方式 4、5 的“基站”、“终端”是说明上的简易表现,相同的方法还可以应用于通过调换“基站”与“终端”的语句从而使基站为多个天线、终端为单一天线的情况。

[0502] 通过以上步骤,完成校准。通过本步骤,可以在基站天线与终端天线的所有路径的测定传输路径中维持狭义的可逆性。

[0503] 以下,通过本实施方式,对可以维持狭义的可逆性的理由进行说明。在本实施方式中,基站的天线 $n(n = 2, \dots, N)$ 不与终端的天线 $m(m = 2, \dots, M)$ 进行直接校准。但是,在步骤 (16-2) 中基站的天线 $n(n = 2, \dots, N)$ 与终端的天线 1 进行校准,终端的天线 1 与基站的天线 1 进行校准,在步骤 (16-1) 中基站的天线 1 与终端的天线 $m(m = 2, \dots, M)$ 进行校准。因此,根据实施方式 15 所述的间接校准的原理,在本实施方式中,成为和基站的天线 $n(n = 2, \dots, N)$ 与终端的天线 $m(m = 2, \dots, M)$ 进行了直接校准的情况相同的设定状态。

[0504] 这样,在本实施方式中,在具有多个天线的终端与具有多个天线的基站进行校准时,终端的多个天线对基站的基准天线进行校准,基站的多个天线对终端的基准天线进行校准。其结果,可以实现和对基站天线与终端天线之间的所有测定传输路径进行了校准的情况相同的设定。

[0505] 另外,如果在执行步骤 (16-1)、(16-2) 时使用实施方式 4 的方法,则需要通知的信

道测定信息成为 $N+M$ 个。另外,在使用实施方式 5 的方法时,可以只用导频信号进行控制。另一方面,在非专利文献 2 记载的技术中考虑需要从一个无线机向另一个无线机通知 $N \times M$ 个信道测定信息时,对于 $N \geq 2$ 且 $M \geq 2$ 的 MIMO 信道(即,设想的所有 MIMO 信道),可以通过本实施方式的步骤来降低所需的控制信息量。

[0506] 实施方式 17

[0507] 接下来,对实施方式 17 进行说明。在本实施方式中,说明在基站对多个终端分别应用了校准的情况下得到的状态。此处,将多个终端作为终端 k 、终端 1 而进行说明。

[0508] 在对终端 k 以及 1 分别应用了实施方式 4 或 5 的校准时,下式 (28) 成立。此处, M_k 、 M_1 分别表示终端 k 、1 具有的天线数。

$$\frac{u_{k,1} \cdot T_{k,1}}{R_{k,1}} = \dots = \frac{u_{k,M_k} \cdot T_{k,M_k}}{R_{k,M_k}} = \frac{u_{1,1} \cdot T_{1,1}}{R_{1,1}} = \dots = \frac{u_{1,M_1} \cdot T_{1,M_1}}{R_{1,M_1}} = \frac{u_{BS} \cdot T_{BS}}{R_{BS}} = 1 \quad \dots(28)$$

[0510] 如式 (28) 所示,在多个终端 k 、1 对基站分别进行了满足狭义的可逆性的校准时,成为和在多个终端 k 与终端 1 之间进行了满足狭义的可逆性的校准的情况相同的状态。这样,多个终端 k 、1 可以经由基站相互进行满足狭义的可逆性的状态的设定。因此,在多个终端 k 、1 进行直接通信的情况下,即使没有新进行校准,也可以进行使用了可逆性的信号的发送接收以及传送控制。

[0511] 根据该方案,可以构筑如下的无线通信系统:将基站中的设定值作为基准,小区内的终端与基站进行校准,小区内的终端可以相互保持传输路径可逆性。

[0512] 实施方式 18

[0513] 接下来,对实施方式 18 进行说明。在本实施方式中,说明根据终端的位置来适应性地选择决定是进行直接校准、还是进行实施方式 15 中示出的间接校准从而执行校准的步骤。图 31 示出本实施方式的校准步骤执行时的信号传送的概要。

[0514] 如实施方式 15 所述,根据基站与终端的传输损失,终端与基站既有进行直接校准的情况,也有进行间接校准的情况。在进行这样的控制时,可以考虑各种控制方法。

[0515] 作为一个例子,基站对与终端的传输损失进行测定,在终端的传输损失大的情况下,如图 31 所示发送劝告间接校准的信号。根据该劝告信号,终端搜索可以进行间接校准的其它无线机,来进行校准。此时,可以支持间接校准的其它无线机(无线机 A)将可以进行间接校准的情况作为“间接校准支持信号”而向周围进行通知。终端搜索“间接校准支持信号”而检测可以进行间接校准的无线机 A,在对该无线机发送“间接校准要求信号”并由无线机 A 许可后,执行间接校准。

[0516] 此时,在校准中也设置几个等级。作为等级划分,有实现狭义的可逆性的校准、实现广义的可逆性的校准等。在通过间接校准来支持狭义的可逆性的无线机中,需要使该无线机与基站进行一次校准。因此,具有与基站进行了校准的设定的无线机能够向周边通知可以支持实现狭义的可逆性的校准的信号。另一方面,即使是没有与基站进行校准的无线机,也可以支持满足广义的可逆性的校准。因此,这样的无线机将支持广义的校准的信号通知给周边终端。

[0517] 图 32 是示出“间接校准支持信号”的一个例子的图。在本信号中包含间接校准支

持比特,在“0”的情况下表示无法支持,在“1”的情况下表示可以支持。另外,作为校准的范畴,范畴 A 表示校准的类型,在“0”的情况下支持广义的可逆性,在“1”的情况下支持狭义的可逆性。另外,在范畴 B 中,“0”表示支持仅进行相位校正的校准,“1”表示支持进行相位振幅校正的校准。这样,通过分类为范畴,终端可以掌握无线机 A 可以支持的校准。

[0518] 另外,终端需要的校准也可以分类为实现狭义的可逆性的校准、实现广义的可逆性的校准、以及无需校准的终端。终端在向基站进行接入时,向基站通知需要什么样的校准等级、是与什么样的等级对应的机种。图 33 是示出基站向终端通知的校准信号的格式的一个例子的图。本格式包括表示终端是否为校准的对应机种的比特,在该例子中,如果该比特是“0”则表示是无法校准的机种,如果是“1”则表示是校准对应机种。另外,范畴 A、范畴 B 表示校准的种类,内容与图 32 相同。基站根据终端的机种以及要求的校准登记,选择适合的校准步骤并执行。

[0519] 图 34 是示出终端向无线机 A 发送的间接校准要求信号的格式的一个例子的图。有时无线机 A 根据终端要求的校准的种类,来支持各种类型的校准。

[0520] 这样,在本实施方式中,根据终端与基站之间的传输状态,适应性地选定是进行直接校准、还是间接地进行校准。由此,终端可以选定可确保良好的传输状态的无线机,进行高精度的校准。另外,在本实施方式中,根据终端以及无线机的校准能力,来变更所执行的校准的类型,所以还可以适应性地对应于各种机种混合存在的环境。

[0521] 实施方式 19

[0522] 接下来,对实施方式 19 进行说明。在本实施方式中,说明在终端发送无调制信号(载波)时在基站中进行控制以使该信号的相位(载波相位)成为特定的值的方法。此处,将该控制称为校准相位发送控制而进行说明。另外,在本实施方式中,设想在使用铷振荡器等高精度的频率振荡器的情况下、后面的实施方式叙述的进行超高精度载波频率控制的情况下等所实现的基站与终端的载波频率相同或非常接近的环境。图 35 是示出本实施方式的终端的装置结构例、和在与基站之间传送的信号的图。另外,图 36 是示出本实施方式的相位传送控制的一个例子的流程图。

[0523] 在将终端的一个天线 m 设为对象时,载波相位发送控制步骤如下所述。

[0524] (19-1) 基站与终端执行维持狭义的可逆性的校准(步骤 S361)。另外,也可以是上述直接以及间接校准中的某一个。

[0525] (19-2) 基站发送对导频信号 $d(q)$ 乘以校正系数 u_{BS} 而生成的导频信号 $u_{BS}d(q)$ (步骤 S362)。

[0526] (19-3) 终端在下行链路信道测定部中以下行链路时隙对来自基站的导频信号的复数振幅 $u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ 进行测定(步骤 S363)。

[0527] (19-4) 终端通过权重决定部决定发送权重 $v_{k,m} = 1/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$,通过发送信号生成部生成发送信号 $s(q)$ 。而且,在接下来的上行链路时隙,发送权重乘法部乘以发送权重 $v_{k,m}$ 而生成的数据信号 $v_{k,m}s(q)$ (步骤 S364)。

[0528] 此时,通过下式(29)来表示基站中的接收信号 $x_{BS}(q)$ 。

$$[0529] \quad x_{BS}(q) = \frac{u_{k,m} \cdot h_{k,m}^{(UL)}}{u_{BS} \cdot h_{k,m}^{(DL)}} s(q) + z_{BS}(q) \quad \cdots(29)$$

[0530] 此处,当终端的移动速度慢、且在下行链路中的传输路径测定与上行链路的数据

发送之间可以忽视传输路径变动的情况下,由于 $x_{BS}(q) = s(q) + z_{BS}(q)$ 成立,所以可以在基站中以载波相位 0 接收信号 $s(q)$ 。

[0531] 此处,载波相位是指,假设信号 $s(q)$ 是无调制信号时的相位(其中,实际上没有必要使 $s(q)$ 是无调制信号)。在本方案中,在终端即使移动也可以忽视连续的下行链路与上行链路之间的传输路径变动的情况下,可以进行控制以使基站中的信号的复数振幅的相位成为恒定。即,可以保持载波相位。其中,可以使用下行链路信道信息来补偿上行链路传输路径的相位变动。另外,通过进行维持狭义的可逆性的校准,可以根据下行链路传输路径的绝对相位来推定上行链路传输路径的绝对相位,所以可以实现本实施方式的校准相位控制。而且,在本实施方式中,在基站中接收的信号功率也不依赖于传输路径而成为恒定。因此,同时进行相位控制和发送功率控制。

[0532] 另外,在步骤(19-4)中对发送信号乘以权重 $v_{k,m} = 1/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$,但即使使用实数标量倍不同的权重也可以不使相位变化而进行绝对相位的控制。例如,在想要将终端的发送功率设为恒定时,也可以将权重设为 $v_{k,m} = u_{BS}^* h_{k,m}^{(DL)*} / |u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}|$ (* 是复共轭)。这样,在本控制中,也可以仅进行绝对相位的发送控制,而不进行发送功率控制。

[0533] 这样,在本实施方式中,在终端与基站进行了校准之后,从基站发送导频信号,并在终端中使用导频信号来进行信道测定,终端根据信道测定值来调整信号的振幅相位或相位而进行发送,从而可以进行控制以使基站中的接收信号的载波相位或相位振幅成为特定的值。

[0534] 另外,在以往的移动通信中此前没有发送机进行控制以使接收侧中的载波相位成为特定的值的方法。这是因为,此前在无线通信中进行载波相位发送控制的必要性较低。但是,通过进行载波相位发送控制,具有较多的优点。

[0535] 例如,在接收机(基站)中可以预先预测上行链路信号的载波相位,所以可以缩小载波相位的存在范围来进行相位同步。具体而言,可以预先预测基站中的载波的复数振幅(包括相位) a 。通过用适合的权重对基站预测的值 $a^{(pre)}$ 与根据使用了上行链路导频信号的信道推定而得到的值 $a^{(est)}$ 这两个值进行加权,从而可以以更高的推定精度来推定载波的振幅相位分量。图 37 是示出该信道推定的高精度化处理过程的图。在图 37 中,通过下式(30)表示加权后的复数振幅 a' 。

$$[0536] \quad a' = ra^{(pre)} + (1-r)a^{(est)} \quad \dots (30)$$

[0537] 此处, r 表示加权系数。存在各种加权系数的设定方法。例如,有如下方法:在设想各种移动环境后,统计地设为 a' 的推定精度变高的固定值。

[0538] 另外,有如下方法:在基站中或在终端中测定传输路径的变动速度或多普勒频率并反馈给基站,基站根据变动速度适应性地决定 r 。例如,如果多普勒频率是 20Hz,则设为 $r = 0.8$,如果是 20 ~ 100Hz,则设为 $r = 0.5$,如果是 100 ~ 1kHz,则设为 $r = 0.1$ 。

[0539] 在本实施方式中,随着传输路径的移动速度变高,产生终端测定的下行链路传输路径与终端发送信号的上行链路传输路径的差,所以基站中的上行链路信号的载波相位从目标状态产生差。因此,在传输路径变动大的情况下,增大对使用了上行链路导频信号的信道推定的依赖度。这样,可以通过适应性地设定 r ,始终进行良好的信道推定。

[0540] 另外,通过该加权,与以往的仅使用了上行链路导频信号的信道推定相比,可以提高信道推定精度。另外,在现有技术中,没有进行这样的信道推定的高精度化,也不知道可

以通过载波相位发送控制来提高信道推定精度。但是,如本实施方式所述,一旦完成校准时,无需其它控制信息而可以通过进行载波相位发送控制来提高上行链路的信道推定精度。这是通过如下而实现的:在现有技术中在信道推定时仅着眼于上行链路的信号传送,与此相对,终端掌握下行链路的信道而引入可利用传输路径可逆性这样的新的要素。这样,在本处理中,以利用载波相位的发送控制信息为特征而进行信道推定,提高上行链路中的信道推定精度。

[0541] 另外,在进行本实施方式的载波相位的发送控制时,由于可以提高基站中的信道推定精度,所以与以往的无线通信相比,可以减少包含在上行链路信号中的导频信号数。同样地,还可以降低导频信号的发送功率。其结果,可以改善上行链路中的数据传送效率。另外,在降低导频信号的发送功率的情况下,可以降低对周边的干扰功率。

[0542] 另外,考虑如下环境:在实际的无线系统中,根据终端的机种,混合存在与载波相位发送控制对应的机种和不对应的机种。此时,终端向基站通知是否是可对应于载波相位发送控制的机种。图 38 示出终端用于向基站通知是否是可对应于载波相位发送控制的机种的信号格式例。在图 38 的格式例中,比特“0”通知无法进行载波相位发送控制的情形,“1”通知可以控制的情形。

[0543] 另外,基站也可以根据是否为可对应于载波相位发送控制的机种,来适应性选定终端使用的信号格式。如图 39 所示,对载波相位发送控制对应终端进行指示,以便以导频信号数少的信号格式进行信号传送。另外,对不与载波相位发送控制对应的终端进行指示,以便以导频信号数多的信号格式进行信号传送。根据下行链路的控制信号来进行该指示。另外,通过事先作为规格而规定机种与信号格式的对应,也可以不进行指示而由终端选定信号格式。

[0544] 在基站中,当接收信号时如图 40 所示,对上行链路信号进行了载波相位发送控制的情况下(步骤 S401、“是”),进行使用了目标载波相位振幅信息的高精度信道推定(步骤 S402)。另一方面,在没有进行载波相位发送控制的情况下(步骤 S401、“否”),进行以往的使用了上行链路信号的信道推定(步骤 S403)。这样,根据终端是否为可对应于载波相位发送控制的机种,来适应性变更信号格式以及信道推定方法,从而可以在存在各种机种的环境中高效地进行信号传送以及信道推定。

[0545] 而且,作为不同的例子,在进行本实施方式的载波相位的发送控制时,在连续的下行链路与上行链路中的传输路径变动小的环境中,基站可以掌握上行链路信号的载波相位以及振幅,所以即使如图 41 所示来自终端的上行链路信号没有包括导频信号也可以接收信号。具体而言,可以仅使用基站预测的载波振幅相位 $a^{(pre)}$,将该值作为信道推定值而接收信号。

[0546] 而且,基站也可以使用所预测的载波振幅相位 $a^{(pre)}$ 来判定上行链路信号中包含的调制后的数据或控制符号的一部分,并使用该判定的符号来进行信道推定,从而提高信道推定精度。图 41 示出本处理中的控制过程。具体而言,用适合的权重 r ,对判定的符号的信道推定值 $a^{(blind_est)}$ 和预测载波振幅相位 $a^{(pre)}$ 进行加权,计算出下式 (31)。

$$[0547] \quad a' = ra^{(pre)} + (1-r)a^{(blind_est)} \quad \dots (31)$$

[0548] 通过将式 (31) 中示出的 a' 用作信道推定值,可以以高的精度接收信号。此时,基站掌握着上行链路信号的载波相位,所以在进行数据符号的判定时,可以通过使用目标载

波相位信息,来提高数据符号的判定成功率。因此,不用掌握载波相位,与根据数据符号进行载波再生的通常的盲检 (blind detection) 相比,可以高性能地进行数据或控制符号的判定。其结果,可以得到高精度的信道推定精度。

[0549] 而且,要将调制的数据或控制符号的一部分设为 BPSK 或 QPSK 调制时,能够以比多值调制 (16QAM、64QAM) 的情况高的精度,判定数据或控制符号。这是因为,可以通过载波相位发送控制来掌握上行链路的无调制信号的接收相位,所以在 BPSK 或 QPSK 信号中可以容易地进行相位判定。另外,在本实施方式的载波相位发送控制中,还可以同时调整上行链路无调制信号的振幅等级。因此,还可以判定 16QAM、64QAM。但是,当与判定 BPSK、QPSK 的情况相比时,在 16QAM、64QAM 中要求振幅方向上的正确的判定,错误概率稍微变高。因此,信道推定用中进行判定的符号优选为 BPSK、QPSK。

[0550] 另外,在使用上行链路信号的一部分的符号来进行判定,并导出了上式 (31) 的信道推定值 a' 之后,可以使用高精度的信道推定来接收信号。因此,如图 42 的信号格式所示,仅将信道推定的判定中使用的一部分符号设为 BPSK 或 QPSK,并将信道推定的判定中不使用的其它符号设为 16QAM、64QAM 等多值调制,由此可以进行高精度的信道推定,并且可以提高数据传送效率。

[0551] 而且,如图 43 所示,也可以构成为仅将信道推定的判定中使用的一部分符号设为控制信号。例如,如果由分组串行序号构成了判定中使用的一部分符号,则基站可以与该符号的判定同时识别分组的串行序号。另外,如果是表示重发分组或初始发送分组的控制信号,则可以识别是重发 (或初始发送) 分组。

[0552] 另外,此处示出了在上行链路中进行载波相位的发送控制的例子,但这仅仅是一个例子,通过调换上述表现的基站与终端,在下行链路中也可以实现同样的控制。例如,对于基站在下行链路中向终端 k 发送的信号,在终端 k 中进行发送信号的载波相位控制使得成为特定的相位。

[0553] 而且,如图 44 所示,也可以使用该下行链路信号中的为了信道推定而进行判定的符号中包括作为信号的发送目的地的终端 ID 的结构。在该情况下,终端最初判定包括下行链路信号的终端 ID 的符号,如果该终端 ID 寻址到自身,则在信道推定中使用所判定的符号来提高信道推定精度之后,接收其它信号 (分组)。另外,如果该 ID 没寻址到自身,则不接收其它信号。这样,可以根据终端 ID 的判定值来判定是否接收该下行信号。此处,在将判定的符号设为通常的数据的情况下,在进行了信道推定之后读出控制信号,所以处理步骤变多。与此相对,在判定了包括控制信号的符号的情况下,具有在是不需要的分组的情况下可以尽早停止包括信道推定的所有处理的特别的优点。

[0554] 另外,在上述的下行链路中的载波相位发送控制中,基站在向各终端进行发送时,在成为信号的接收对象的终端中进行发送控制使得成为特定的载波相位。因此,在不会成为信号的接收对象的终端中,下行链路信号的载波相位不会成为特定的值。其结果,在不是信号的接收对象的终端中,以与预测的信道推定值完全不同的振幅 / 相位来接收下行链路信号,所以无法正确地判定包括终端 ID 的符号。其结果,成为没有意义的随机的判定值,作为结果不是自己的终端 ID,所以不接收该下行链路信号。这样,在接收对象以外的终端中,即使不知道载波相位,只要可以在作为接收对象的终端中正确地判定符号就不会有问题。相反,在下行链路中进行载波相位的发送控制时,在作为接收对象的终端中可以掌握载波

相位而可以正确地判定符号,与此相对,在不是接收对象的其它终端中无法容易地判定正确的数据符号,所以在确保隐秘性方面也有效。

[0555] 如上所述,虽然对载波相位进行发送控制的优点较多,但不仅是上述优点而且还有很多其它优点。对于其它优点,在以后的实施方式中依次说明。

[0556] 实施方式 20

[0557] 接下来,对实施方式 20 进行说明。在本实施方式中,说明如下方法:在设想具有多个天线的终端从各天线发送无调制信号(载波)的情况下,在基站中进行控制以使来自终端的各天线的多个信号的载波相位成为相同的值。另外,终端的结构与实施方式 19 相同。

[0558] 通过执行以下的步骤(20-1)~(20-4)来进行具有多个天线的终端的载波相位发送控制。

[0559] (20-1) 进行校准以在基站与终端的多个天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 之间维持狭义的可逆性。另外,校准可以是直接、间接校准中的任意一个(例如通过实施方式 4、5 中示出的方法来进行)。

[0560] (20-2) 基站发送对导频信号 $d(q)$ 乘以校正系数 u_{BS} 而生成的导频信号 $u_{BS}d(q)$ 。

[0561] (20-3) 在终端的各天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 中,在下行链路时隙接收来自基站的导频信号,根据接收信号来测定传输路径 $u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ 。

[0562] (20-4) 在接下来的上行链路时隙,从终端的天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 乘以发送权重 $v_{k,m} = 1/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$ 并同时发送信号 $v_{k,m}s(q)$ 。

[0563] 通过执行上述步骤(20-1),基站与终端 k 的天线 $m(m = 1, \dots, M)$ 分别成为满足可逆性的状态。另外,在进行步骤(20-4)的信号发送时,来自终端的各天线的信号在基站中具有相同的载波相位,所以在基站中成为同相而相互加强。这样,终端可以进行利用多个天线的相关关系来增强接收信号强度的发送波束形成。另外,在本实施方式中,通常即使不是基站与终端的载波频率相同或非常接近的环境,也可以应用。在载波频率以某种程度不同的环境中,基站中的接收信号随时间而进行相位旋转,但来自多个天线的多个信号间的相对的相位被保持。

[0564] 与此不同,在使用铷振荡器等高精度的频率振荡器、或者通过后面的实施方式所述的超高精度载波频率控制等,实现了基站与终端的载波频率相同或非常接近的环境时,不仅可以进行发送波束形成,而且还可以将使用发送波束而发送的无调制信号(载波)的基站中的接收信号的相位控制成特定的值。因此,与以往的发送波束不同,可以在接收站(基站)中以使接收信号成为特定的相位的方式进行发送控制的同时进行发送波束形成。

[0565] 实施方式 21

[0566] 接下来,对实施方式 21 进行说明。在本实施方式中,说明如下方法:在设想多个(至少两个)终端分别发送无调制信号(载波)的情况下,在基站中进行控制以使该多个信号的相对的载波相位成为特定的值。另外,在本实施方式中,设想通过使用铷振荡器等高精度的频率振荡器的情况、或后面的实施方式所述的超高精度载波频率控制等可以实现的多个终端的载波频率相同或非常接近的环境。但是,基站与终端的载波频率也可以在某种程度上不同。图 45 示出实施方式 21 的各终端(终端 k 、1)的装置结构。另外,图 46 示出控制步骤的流程图。

[0567] 在上述实施方式 19 中,一个终端进行控制以使基站中的接收信号的相位与特定

的相位匹配,但也可以在设想两个终端发送无调制信号(载波)的情况下,在基站中进行控制以使该两个接收信号的相对相位成为特定的值。通过以下步骤来进行本控制。

[0568] (21-1) 基站与两个终端 $k, 1$ 执行各终端的各天线分别与基站维持狭义的可逆性的校准,设定校正系数(步骤 S461)。另外,校准可以是直接、间接校准中的任意一个(例如通过实施方式 4、5 中示出的方法来进行)。

[0569] (21-2) 基站发送对导频信号 $d(q)$ 乘以校正系数 u_{BS} 而生成的导频信号 $u_{BS}d(q)$ (步骤 S462)。

[0570] (21-3) 终端 k 利用各天线 $m(m = 1, \dots, M_k)$ 接收在下行链路时隙从基站发送的导频信号,根据接收信号测定传输路径 $u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ 。同样地,终端 1 根据由各天线 $m(m = 1, \dots, M_1)$ 接收到的导频信号,测定传输路径 $u_{BS}h_{1,m}^{(DL)}$ (步骤 S463)。

[0571] (21-4) 在接下来的上行链路时隙中,终端 k 从天线 $m(m = 1, \dots, M_k)$ 同时发送乘以发送权重 $v_{k,m} = 1/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$ 而生成的信号 $s_k(q)$ 。同样地,终端 1 从天线 $m(m = 1, \dots, M_1)$ 同时发送乘以发送权重 $v_{1,m} = 1/(u_{BS}h_{1,m}^{(SL)})$ 而生成的信号 $s_1(q)$ (步骤 S464)。

[0572] 通过步骤 (21-1) 的校准,基站与终端 $k, 1$ 分别成为满足狭义的可逆性的状态。因此,在步骤 (21-4) 中,多个终端在各天线中进行载波相位发送控制时,来自多个终端的天线的信号在基站中成为同相而相互加强。这样,如果使用本实施方式的方法,可以将来自多个终端的天线的信号在基站中设为同相。另外,在传输路径中即使产生了变动,也保持该状态。这是通过由各终端根据下行链路信道变动来补偿上行链路的信道变动从而实现的。

[0573] 在将本实施方式应用于终端的多个天线时,可以设定成使来自多个终端的多个天线的信号在基站中具有相同的载波相位。另外,此处叙述了将来自多个终端的天线的信号在基站中设为同相的方法,但如果针对每个终端通知相位偏移,则也可以将来自多个终端的天线的信号在基站中设为特定的相对相位。

[0574] 这样,根据本实施方式,多个终端可以在基站中保持相同的载波相位或特定的相对相位。其结果,当多个终端以在基站中成为同相的方式进行控制而发送相同的信号的情况下,在基站中来自多个终端的信号成为同相而相互加强。另外,即使终端的发送信号是调制信号,由于多个终端的信号保持同相位,所以在基站中来自两个终端的信号也相互加强。

[0575] 但是,在本实施方式中,当终端与基站间的距离在两个终端中较大地不同的情况下,进行定时控制以使到达基站的调制信号的定时成为相同。通过对来自各终端的信号在基站中的符号开始定时进行测定,并从基站向终端发送对发送定时进行调整的控制信号,从而可以实现该定时控制。例如,在 OFDMA 中进行控制以使来自不同的终端的信号在基站中的接收定时误差成为保护间隔(guard interval)内的时间差。该定时控制技术例如是记载于文献《3GPP RAN, 3G TR25.814 V1.2.1, "Physical layer aspects for evolved UTRA (Release 7)", Feb. 2006》等中的从以往使用的技术。在并用该定时控制和本实施方式的载波相位发送控制的情况下,理想的是首先通过定时控制进行控制以使来自不同的终端的信号在基站中成为相同的接收定时,之后进行载波相位发送控制。这是因为,即使先进行载波相位发送控制,在通过定时控制来调整发送定时时,载波相位也同时变化。

[0576] 因此,如图 47 所示,首先在基站与各终端间执行发送定时控制(步骤 S471),接下来执行载波相位发送控制(步骤 S472)。通过设为这样的步骤,可以平滑地进行控制以使来自不同的终端的调制信号在基站中成为相同的接收定时且成为同相位。

[0577] 另外,如图 48 所示虽然来自两个终端的信号在基站中相互加强,但由于在其它地点无法保持相互的相位关系,所以信号功率无法大到基站的程度。即,基于本控制,可以在作为接收机的基站中增大接收功率,并且降低对不是接收机的周边的其它无线机造成的干扰。换言之,这相当于利用多个终端天线来协同地进行发送波束形成的状态。这样,通过由多个终端以相干的状态发送信号,从而可以在接收机中将相位设为同相而设为强的接收功率。

[0578] 另外,在以往的无线通信中,由于没有进行载波相位的发送控制,所以本实施方式中示出的多个终端协同地进行发送波束控制这在技术上是困难的。但是,如本实施方式所示,通过进行适合的校准,并由各终端使用其可逆性来发送适合的发送信号,从而可以实现协同的发送波束形成。

[0579] 实施方式 22

[0580] 接下来,对实施方式 22 进行说明。在本实施方式中,说明进行载波相位的发送控制的多个中继无线机协同地进行发送波束形成的方法。另外,在本实施方式中设想使用铷振荡器等高精度的频率振荡器的情况、或使用后面的实施方式所述的超高精度载波频率控制等而使多个中继无线机具有相同或非常接近的载波频率的环境。另外,图 49 是示出执行实施方式 22 的控制时的信号传送的样子的图。

[0581] 近年来,在无线通信中对高速传送的要求高,期待可以高效地实现高速无线传送的系统结构。随着进行高速传送,由于通知大量的比特信息,所以来自发送机的发送功率增加。但是,在移动终端等没有与电源始终连接的发送机中,可以对电池进行充电的功率也被限制,所以期待可以降低发送功率的技术。另外,即使是与电源始终连接着的发送机,为了降低功耗,降低功率的技术也是重要的。

[0582] 作为针对这种要求的解决方案,近年来大量研究了使用中继传送方式的无线通信方式。在中继传送方式中,终端(或基站)向中继无线机传送信号,中继无线机向基站(或终端)中继传送信号。通过这样的中继传送,期待可以满足要求通信质量,同时降低所需的发送功率的总和。

[0583] 因此,在本实施方式中,在从终端接收到信号的多个中继无线机 k、l 朝向基站传送信号时,协同地进行发送波束形成。以下,示出从终端向基站进行的信号传送步骤。

[0584] (22-1) 基站与两个中继无线机 k、l 执行使各终端的各天线分别与基站维持狭义的可逆性的校准,设定校正系数。

[0585] (22-2) 基站发送对导频信号 $d(q)$ 乘以校正系数 u_{BS} 而生成的导频信号 $u_{BS}d(q)$ 。

[0586] (22-3) 中继无线机 k 在各天线 $m(m = 1, \dots, M_k)$ 中接收在下行链路时隙中从基站发送的导频信号,根据接收信号测定传输路径 $u_{BS}h_{k,m}^{(DL)}$ 。同样地,中继无线机 l 根据由各天线 $m(m = 1, \dots, M_l)$ 接收到的导频信号,测定传输路径 $u_{BS}h_{l,m}^{(DL)}$ 。

[0587] (22-4) 终端发送信号 491,中继无线机 k、l 接收信号 491,进行相位校正以使接收信号的载波相位临时成为 0。

[0588] (22-5) 在上行链路时隙中,中继无线机 k 对在步骤 (22-4) 中校正后的接收信号乘以发送权重 $v_{k,m} = f_{k,m}/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$,从天线 $m(m = 1, \dots, M_k)$ 同时进行发送。同样地,中继无线机 l 对在步骤 (22-4) 中校正后的接收信号乘以发送权重 $v_{l,m} = f_{l,m}/(u_{BS}h_{l,m}^{(DL)})$,从天线 $m(m = 1, \dots, M_l)$ 同时进行发送。

[0589] 另外,也可以在步骤 (22-1)、(22-2)、(22-3) 的途中进行上述步骤 (22-4),在步骤的顺序变化的情况下本实施方式也进行动作。

[0590] 此处,在步骤 (22-4) 中中继无线机 k 、1 接收的信号通常在载波相位为 $0 \sim 2\pi$ 的期间成为随机的值。这是因为,在从终端至中继无线机 k 、1 的期间通过各种传输路径。因此,在中继无线机 k 、1 中,进行接收信号 491 的信道推定,并校正通过信道推定得到的相位旋转量,从而将接收信号的载波相位设为 0。另外,也可以在振幅方向上进行校正,以使振幅成为恒定值。在进行相位振幅的校正时,在中继无线机 k 、1 中校正后的信号成为大致相同,所以接近实施方式 21 中示出的多个无线机发送相同的信号而进行协同的发送波束形成的状态。另外,在中继无线机 k 、1 中,既可以是对接收信号执行解码并将解码后的信息构筑为发送信号的再生中继,也可以进行不执行解码而进行中继传送的非再生中继。

[0591] 另外,在上述步骤 (22-1) ~ (22-5) 中, $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$ 分别是用于决定中继无线机 k 天线 m 中的权重的参数、用于决定中继无线机 1 天线 m 中的权重的参数,这些参数通常是 0 或正的实数。若与实施方式 21 所示的步骤 (21-1) ~ (21-4) 进行比较可知,本实施方式是基本上将实施方式 21 应用于中继无线机的例子,但在发送权重中新使用了参数 $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$ 。以下,将中继无线机 k 作为例子而说明其意思。

[0592] 在参数 $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$ 是实数的情况下,虽然通过其设定而在从各终端(中继无线机)的天线发送的信号的发送功率中产生变化,但在基站中成为同相的方面没有变化,可得到本发明的效果。即,即使设定各种实数参数 $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$,也能够得到对多个信号相干地进行相位合成的本发明的效果。

[0593] 另外,在设定了适合的复数的 $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$ 的情况下,在基站中来自各终端的信号载波相位也不会完全成为同相,但如果具有类似的相位关系,则有可能相互加强。因此,在设定了适合的复数参数 $f_{k,m}$ 、 $f_{l,m}$ 的情况下,也能够得到对多个信号相干地进行相位合成的本发明的效果。

[0594] 这样,多个中继无线机使用参数 ($f_{k,m}$, $f_{l,m}$) 来适当地设定发送权重 ($v_{k,m} = f_{k,m} / (u_{BS} h_{k,m}^{(DL)})$ 、 $v_{l,m} = f_{l,m} / (u_{BS} h_{l,m}^{(DL)})$) 并进行发送,从而可以在基站中得到强的接收信号。换言之,这相当于多个中继无线机协同地进行发送波束形成、并向基站进行信号传送的状态。可以与所有天线属于一个无线机的情况同样地进行发送波束形成,可以得到发送波束增益。其结果,可以通过协同的发送波束仅在基站中以高的功率接收信号,降低向周边的无线机造成的干扰。

[0595] 另外,在发送权重 $v_{k,m} = f_{k,m} / (u_{BS} h_{k,m}^{(DL)})$ 中设定任意的实数参数 $f_{k,m}$ 的情况下,也可以等效地利用以下的形式 (32)、(33) 来记述 $v_{k,m}$ 。

$$[0596] \quad v_{k,m} = f_{k,m} (u_{BS} h_{k,m}^{(DL)})^* / |u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}|^2 \dots (32)$$

$$[0597] \quad v_{k,m} = f_{k,m} (u_{BS} h_{k,m}^{(DL)}) \dots (33)$$

[0598] 由于这些都只是实数标量倍的差异,所以在将 $f_{k,m}$ 设为任意的实数参数时,还可以使用式 (32)、(33) 的发送权重。对于 $v_{l,m}$ 也相同。

[0599] 另外,在实际的无线系统中,混合存在可以对应于载波相位同步的终端(中继无线机)和无法对应的终端。在这样的环境中,如上所述终端按照图 38 的格式向基站通知是否为可以对应于载波相位同步的机种。基站根据该机种的能力,适应性地变更传送控制方法。具体而言,对可以对应于载波相位发送控制的终端,进行协同发送波束形成控制。另一

方面,对于无法对应于载波相位发送控制的终端,进行通常的中继传送控制。这样,通过适应性地切换中继传送方式,可以在各种机种混合存在的环境中进行平滑的信号传送。

[0600] 实施方式 23A

[0601] 接下来,对实施方式 23A 进行说明。在本实施方式中,说明进行载波相位的发送控制的多个中继无线机协同地进行发送波束形成时的发送权重的决定方法。另外,图 50-1 是示出实施方式 23A 的控制步骤的一个例子的图。

[0602] 如此前的实施方式所示,如果进行实现狭义的可逆性的校准,则在所有无线机间包括测定传输路径的相位的可逆性成立。因此,为简化说明,在本实施方式中叙述如下方法:针对已经通过校准而在发送接收机间使狭义的可逆性成立后的测定传输路径 $h_{k,m} = u_{BS} h_{k,m}^{(DL)} = u_{k,m} h_{k,m}^{(UL)}$,控制中继无线机的发送权重。

[0603] 将中继无线机 k 的天线 m 的发送权重设为 $v_{k,m}$,发送信号 $v_{k,m}s(q)$ ($E[|s(q)|^2] = 1$)。此时,通过下式 (34) 来表示基站中的接收信号 $x_{BS}(q)$ 。

$$[0604] \quad x_{BS}(q) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} h_{k,m} v_{k,m} s(q) + z_{BS}(q) = (h^T v) \cdot s(q) + z_{BS}(q)$$

$$[0605] \quad v = [v_{1,1}, \dots, v_{1,M_1}, v_{2,1}, \dots, v_{2,M_2}, \dots, v_{k,1}, \dots, v_{k,M_k}]^T \quad \dots(34)$$

$$[0606] \quad h = [h_{1,1}, \dots, h_{1,M_1}, h_{2,1}, \dots, h_{2,M_2}, \dots, h_{k,1}, \dots, h_{k,M_k}]^T$$

[0607] 此处, $z_{BS}(q)$ 是基站中的干扰噪声分量,满足 $P_{BS,z} = E[|z_{BS}(q)|^2]$ 。另外, M_k 是中继无线机 k 的天线数, ^{T} 表示转置。通过下式 (35) 示出基站中的信号 $x_{BS}(q)$ 的接收 SINR γ 。

$$[0608] \quad \gamma = \frac{|h^T v|^2}{P_{BS,z}} \quad \dots(35)$$

[0609] 此处,在设为 $h' = h/||h||$ 、 $v_1 = (h'^T v) h'^*$ 、 $v_2 = v - v_1$ 时,下式 (36) 成立。

$$[0610] \quad \gamma = \frac{||h||^2 ||v_1||^2}{P_{BS,z}} = \frac{||h||^2 (||v||^2 - ||v_2||^2)}{P_{BS,z}} = \frac{||h||^2 (P_s - ||v_2||^2)}{P_{BS,z}} \quad \dots(36)$$

[0611] 此处, $P_s = ||v||^2$ 表示来自所有终端的所有天线的总发送功率。因此,在总发送功率 P_s 成为恒定的基础上,在 $v^2 = 0$ 、 $v = P_s h^* / ||h||$ 时,基站的接收 SINR 成为最大,通过下式 (37) 给出该最大接收 SINR。

$$[0612] \quad \gamma = \frac{P_s ||h||^2}{P_{BS,z}} \quad \dots(37)$$

[0613] 相反,当将在基站中要求的接收 SINR 设为 γ_{req} 时,通过下式 (38) 给出 P_s 以及 v 。

$$[0614] \quad P_s = \frac{P_{BS,z} \gamma_{req}}{||h||^2}, v = \frac{\sqrt{P_{BS,z} \gamma_{req}}}{||h||^2} h^* \quad \dots(38)$$

[0615] 此处,式 (38) 表示最佳状态,该最佳状态表示可以通过以下控制来进行协同的发送波束形成。

[0616] (23-1) 各中继无线机在上行链路中发送导频信号 (步骤 S501),基站测定传输矢量 h (步骤 S502)。

[0617] (23-2) 基站在下行链路中向所有中继无线机通知通过下式 (39) 表示的参数 ξ 。

$$[0618] \quad \xi = \sqrt{P_{BS,z} \gamma_{req}} / \|h\|^2 \quad \dots(39)$$

[0619] (23-3) 中继无线机接收来自终端的信号 $s(q)$ (步骤 S504)。

[0620] (23-4) 各中继无线机在下行链路中测定信道 $h_{k,m}$, 在上行链路中使用权重 $v_{k,m} = \xi h_{k,m}^*$ 来发送信号 $\xi h_{k,m}^* s(q)$ (步骤 S505)。

[0621] 这样, 在本实施方式中多个中继无线机使用从基站发送的导频信号来测定与基站的下行链路信道状态, 根据该信道测定值来决定各中继无线机中的发送信号的相位或相位振幅, 从而协同地进行发送波束形成。通过中继传送, 多个中继无线机可以进行适合的协同发送波束形成, 在基站中可以得到所需的接收 $SINR \gamma_{req}$ 。

[0622] 另外, 在上述控制中, 通过由中继无线机协同地进行发送波束形成, 从而实现以最小的发送功率来达成要求接收 $SINR \gamma_{req}$ 的最佳状态, 但即使不是最佳的控制也能够得到协同的发送波束形成的效果。

[0623] 例如, 也可以设为从基站不向各中继无线机通知参数 ξ , 而是各中继无线机 k 设定独自的实数参数 ξ_k , 在下行链路中测定信道 $h_{k,m}$, 在上行链路中使用权重 $v_{k,m} = \xi_k h_{k,m}^*$ 来发送信号 $h_{k,m}^* s(q)$ 。此时, 基站中的接收信号成为下式 (40-1), 即使各中继无线机 k 设定独自的实数参数 ξ_k , 来自各中继无线机的信号也成为同相。

$$[0624] \quad x_{BS}(q) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \xi_{k,m} \|h_{k,m}\|^2 s(q) + z_{BS}(q) \quad \dots(40-1)$$

[0625] 因此, 来自各中继无线机的信号在基站中相互加强而可以得到协同的发送波束形成的效果。另外, 即使各中继无线机 k 的参数 ξ_k 不是实数, 但只要是适合的复数, 则基站中的接收信号 $x_{BS}(q)$ 也成为接近同相的状态。因此, 即使在各中继无线机中使用适合的复数的参数 ξ_k , 也可以得到协同的发送波束形成的效果。

[0626] 另外, 也可以与上述说明不同地设为由基站向各中继无线机 k 分别通知参数 ξ_k , 并由各中继无线机 k 分别设定发送功率。另外, 在上述说明中, 各中继无线机 k 在下行链路中测定信道 $h_{k,m}$, 在上行链路中使用权重 $v_{k,m} = \xi_k h_{k,m}^*$ 来发送信号 $h_{k,m}^* s(q)$, 但通过这样使用下行信道测定值的复共轭来决定发送权重, 可以得到协同发送波束形成的效果。

[0627] 另外, 如上述步骤 (23-2) 所示, 在基站通知参数 ξ 的情况下, 中继无线机根据该参数 ξ 来决定权重。此时, 在权重中不仅包含相位而且还包含振幅等级, 根据参数 ξ 来决定中继无线机的发送功率。因此, 本发明的特征还在于, 通过向中继无线机通知一个参数, 从而对中继无线机的发送功率进行控制。

[0628] 而且, 通过根据信道测定值 h 、要求 $SINR \gamma_{req}$ 、基站的干扰噪声功率 $P_{BS,z}$ 、或要求通信质量来决定参数 ξ , 从而在基站中可以实现要求接收 $SINR \gamma_{req}$, 满足要求状态。这样, 本发明的特征还在于, 根据信道测定值 h 、要求 $SINR \gamma_{req}$ 、基站的干扰噪声功率 $P_{BS,z}$ 、或要求通信质量, 对多个中继无线机的发送功率进行控制。

[0629] 实施方式 23B

[0630] 接下来, 对实施方式 23B 进行说明。在本实施方式中, 设为中继无线机 k 朝向基站发送信号 $s(q)$, 但中继无线机 k 发送的信号有时包含噪声。一般, 在中继无线机对接收信号暂时进行解码 (称为再生中继) 或通过有线网络供给信号的情况下中继无线机的发送信号不包含噪声, 在中继无线机对接收到的信号直接进行放大发送的情况下 (称为非再生中

继) 包含噪声。在本实施方式中, 公开了来自中继无线机的发送信号包含噪声分量时的控制方法的一个例子。另外, 在实施方式 23A 中, 即使在中继无线机的发送信号包含噪声的情况下也可以作为提供准最佳状态的控制而进行应用, 但在本实施方式中公开精度更高的传送控制。

[0631] 按照与实施方式 23A 同样的表述, 将中继无线机 k 的天线 m 的发送权重设为 $v_{k,m}$ 。另外, 将中继无线机 k 从终端接收到的信号设为下式 (40-2)。其中, $E[|s(q)|^2] = 1$ 。

$$[0632] \quad y_k(q) = \sqrt{P_k^{(s)}} s(q) + z_k(q) \quad \dots(40-2)$$

[0633] 此处, $z_k(q)$ 表示由中继无线机 k 接收信号时的噪声分量。此时, 通过下式 (40-3) 来表示基站中的接收信号 $x_{BS}(q)$ 。

$$[0634] \quad x_{BS}(q) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} h_{k,m} v_{k,m} s(q) \frac{y_k(q)}{\sqrt{P_k^{(s)} + P_k^{(z)}}} + z_{BS}(q)$$

$$[0635] \quad = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{v_{k,m}}{\|v\|} x_{k,m}(q) \quad \dots(40-3)$$

$$[0636] \quad x_{k,m}(q) = \frac{\|v\| \sqrt{P_k^{(s)}} h_{k,m}}{\sqrt{P_k^{(s)} + P_k^{(z)}}} s(q) + z_{k,m}(q)$$

$$[0637] \quad z_{k,m}(q) = \frac{\|v\| h_{k,m}}{\sqrt{P_k^{(s)} + P_k^{(z)}}} z_k(q) + \sqrt{P_{BS}^{(z)}} z_{k,m}^{(norm)}(q)$$

[0638] 此处, $z_{BS}(q)$ 表示具有噪声功率 $E[|z_{BS}(q)|^2] = P_{BS}^{(z)}$ 的基站的高斯噪声、 $z_{k,m}^{(norm)}(q)$ 表示相互独立的分散 1 ($E[|z_{k,m}^{(norm)}(q)|^2] = P_{BS}^{(z)}$) 的复数高斯变量。在上式 (40-3) 中的 $x_{BS}(q)$ 的变形中, 可以使用相互独立的高斯变量 $z_{k,m}^{(norm)}(q)$ ($k = 1, \dots, K; m = 1, \dots, M$), 等效地通过下式 (40-4) 表示 $z_{BS}(q)$ 。

$$[0639] \quad z_{BS}(q) = \sqrt{P_{BS}^{(z)}} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{v_{k,m}}{\|v\|} x_{k,m}(q) z_{k,m}^{(norm)}(q) \quad \dots(40-4)$$

[0640] 信号 $x_{k,m}(q)$ 相当于中继无线机 k 仅使用天线 m 以发送功率 $\|v\|$ 将非再生信号中继传送到基站时的基站中的接收信号。另外, $x_{BS}(q)$ 是信号 $x_{k,m}(q)$ 的加权和, 在权重 $v_{k,m}$ 是下式 (40-5) 的最大比合成权重的情况下 SNR Γ 成为最大。

$$[0641] \quad \frac{v_{k,m}}{\|v\|} = \mu \frac{\sqrt{\Gamma_{k,m}}}{\sqrt{E[|z_{k,m}(q)|^2]}} \frac{h_{k,m}^*}{|h_{k,m}|}$$

$$[0642] \quad = \mu \frac{\sqrt{\gamma_{k,m}^{(1)} \gamma_{k,m}^{(2)}} \sqrt{1 + \gamma_{k,m}^{(2)}}}{\gamma_{k,m}^{(1)} + \gamma_{k,m}^{(2)} + 1} \frac{h_{k,m}^*}{|h_{k,m}|}$$

$$[0643] \quad \Gamma_{k,m} = \frac{\gamma_{k,m}^{(1)} \gamma_{k,m}^{(2)}}{\gamma_{k,m}^{(1)} + \gamma_{k,m}^{(2)} + 1}$$

$$[0644] \quad \gamma_{k,m}^{(1)} = \frac{\|v\|^2 |h_{k,m}|^2}{P_{BS}^{(z)}}$$

$$[0645] \quad \gamma_{k,m}^{(2)} = \frac{P_k^{(s)}}{P_k^{(z)}}$$

$$[0646] \quad \mu = \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \frac{\gamma_{k,m}^{(1)} \gamma_{k,m}^{(2)} (1 + \gamma_{k,m}^{(2)})}{\gamma_{k,m}^{(1)} + \gamma_{k,m}^{(2)} + 1} \right\}^{-1/2} \quad \dots(40-5)$$

[0647] 此处, $\Gamma_{k,m}$ 表示 $x_{k,m}(q)$ の SNR, μ 表示标量。另外, $\gamma_{k,m}^{(2)}$ 表示从终端至中继无线机 k 的路径中的接收 SNR, $\gamma_{k,m}^{(1)}$ 表示从中继无线机 k 天线 m 至基站的路径中的接收 SNR (其中, 中继无线机发送了不包含噪声的信号的情况)。此时, 基站的 SNR Γ 成为下式 (40-6) 的最大值。

$$[0648] \quad \Gamma_{\max} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \Gamma_{k,m} \quad \dots(40-6)$$

[0649] 即, 在来自中继无线机的发送信号包含噪声分量的情况下, 通过设定上式 (40-5) 的权重 $v_{k,m}$, 可以设为最佳状态。为了实现该状态, 在本实施方式中示出以下的控制方法。另外, 图 50-2 示出本控制步骤。

[0650] (23B-1) 中继无线机 k ($= 1, \dots, K$) 从各天线分别单独地发送发送功率 $\|v\|^2$ 的上行链路导频信号。同时, 中继无线机 k ($= 1, \dots, K$) 测定来自终端的信号的正交接收率 SINR, 将信息 $\gamma_{k,m}^{(2)} = p_k^{(s)}/p_k^{(z)}$ 通知给基站。

[0651] (23B-2) 基站掌握 $\gamma_{k,m}^{(1)}$ 和 $\gamma_{k,m}^{(2)}$, 决定上式 (40-5) 的 μ 。

[0652] (23B-3) 基站在下行链路中向所有中继无线机发送参数 $\eta_1 = \mu \cdot \|v\|^2$ 和发送功率 $\|v\|^2/P_{BS}^{(z)}$ 的导频信号。

[0653] (23B-4) 各中继无线机根据导频接收功率计算出 $\gamma_{k,m}^{(1)} = \|v\|^2 |h_{k,m}|^2 / P_{BS}^{(z)}$ 。而且, 使用 $\gamma_{k,m}^{(1)}$ 、 $\gamma_{k,m}^{(2)}$ 、 η_1 , 通过上式 (40-5) 来决定权重 $v_{k,m}$ 。

[0654] 这样, 在本实施方式中, 多个中继无线机将从终端接收到的 (或接收的) 信号的接收状态或接收 SNR $\gamma_{k,m}^{(2)}$ 通知给基站。其结果, 基站可以掌握中继无线机中的信号的接收状态, 在考虑了该状态后可以传送控制以使各中继无线机能够决定良好的发送权重。这样, 通过由中继无线机将接收信号的状态通知给基站, 可以实现比考虑了中继无线机中的接收信号中包含的噪声的情形精度更高的传送控制。

[0655] 另外, 在上述步骤 (23B-4) 中, 各中继无线机可以使用来自基站的下行链路导频信号来测量基站中的上行接收状态或 SNR $\gamma_{k,m}^{(1)} = \|v\|^2 |h_{k,m}|^2 / P_{BS}^{(z)}$ 。这样, 基站根据基站中的噪声功率 $P_{BS}^{(z)}$ 来调整下行链路导频信号的发送功率, 从而可以在中继无线机中掌握从中继无线机至基站的路径中的上行链路接收 SINR $\gamma_{k,m}^{(1)}$ 。而且, 中继无线机可以在考虑了从终端接收的信号的正交接收率 $\gamma_{k,m}^{(2)}$ 和向基站的路径中的 SNR $\gamma_{k,m}^{(1)}$ 这双方之后, 决定适合的发送权重。

[0656] 另外, 本实施方式中示出的 (23B-1) 至 (23B-4) 的控制步骤仅仅是一个例子, 在上述 SNR 的通知以及使用了 SNR 的权重决定方法中有各种方法。

[0657] 实施方式 23C

[0658] 接下来,对实施方式 23C 进行说明。在本实施方式中,示出了将实施方式 23A 的方案进一步应用于 OFDMA/TDD 等多载波传送时的协同发送波束控制。

[0659] 在多载波传送中,也可以在各副载波或频率下进行与实施方式 23A 同等的权重决定。在该情况下,分别通知与各副载波 1 对应的参数 ξ_1 。另外,图 50-3 示出本控制步骤。

[0660] (23C-1) 各中继无线机以上行链路的副载波 1 ($1 = 1, \dots, L$) 发送导频信号,基站测定副载波 1 中的传输矢量 h_1 。

[0661] (23C-2) 基站在下行链路中向所有中继无线机通知与副载波 1 ($1 = 1, \dots, L$) 对应的参数 ξ_1 。

[0662] (23C-3) 中继无线机从终端针对每个副载波 1 ($1 = 1, \dots, L$) 接收信号 $s_1(q)$ 。

[0663] (23C-4) 各中继无线机针对下行链路的每个副载波 1 ($1 = 1, \dots, L$) 测定信道 $h_{k,m,1}$, 在上行链路中使用权重 $v_{k,m,1} = \xi h_{k,m,1}^*$ 来发送信号 $\xi h_{k,m,1}^* s_1(q)$ 。

[0664] 这样,在本实施方式中,多个中继无线机使用从基站发送的导频信号,针对每个副载波测定与基站的下行链路信道状态,并根据该信道推定值来决定各中继无线机中的发送信号的相位或相位振幅,从而在各副载波中协同地进行发送波束形成。通过中继传送,多个中继无线机可以进行适合的协同发送波束形成,可以在基站中通过各信号的相位合成来得到高的接收 SINR。

[0665] 另外,作为与上述不同的结构,还可以在多个副载波中共用从基站中通知的参数。在该情况下,基站以成为 $\xi_1 = \dots = \xi_L = \xi$ 的形式设定一个共用的参数 ξ , 在步骤 (23C-2) 中基站在下行链路中向所有中继无线机通知共用参数 ξ 。根据该结构,可以使在下行链路中通知的参数比副载波数少,可以通过降低控制量来进行高效的传送控制。另外,还可以根据要求质量来适合地设定参数 ξ 。这样,本发明的特征还在于,根据要求通信质量,在 OFDMA/TDD 等多载波传送中对多个中继无线机的发送功率进行控制。

[0666] 实施方式 24

[0667] 接下来,对实施方式 24 进行说明。在本实施方式中,说明进行载波相位的发送控制的多个中继无线机协同地进行发送波束形成时的发送权重的决定方法。此处,特别是说明基站具有多个天线时的动作。图 51 是示出执行实施方式 24 的控制时的信号传送的样子图。另外,基站的装置结构与上述实施方式 14 中示出的基站(参照图 27)相同。

[0668] 另外,如此前的实施方式所述,如果进行实现狭义的可逆性的校准,则在所有中继无线机以及多个基站间包含测定传输路径的相位的可逆性成立。因此,为简化说明,在本实施方式中叙述如下方法:针对已经通过校准在发送接收机间使狭义的可逆性成立后的基站的天线 n ($n = 1, \dots, N$) 与中继无线机的天线 m ($m = 1, \dots, M_k$) 之间的测定传输路径 ($h_{BS,n,k,m} = u_{BS,n} h_{BS,n,k,m}^{(DL)} = u_{k,m} h_{BS,n,k,m}^{(UL)}$), 控制中继无线机的发送权重的方法。此处, N 是基站的天线数, $u_{BS,n}$ 、 $h_{BS,n,k,m}^{(DL)}$ 、 $h_{BS,n,k,m}^{(UL)}$ 是与上述实施方式 14 中定义参数相同的参数。另外,定义在 (n, m) 要素中具有 $[H_{BS,k}]_{n,m} = h_{BS,n,k,m}$ 的 $N \times M$ 矩阵 $H_{BS,k}$ 。

[0669] 将中继无线机 k 天线 m 的发送权重设为 $v_{k,m}$, 发送信号 $v_{k,m} s(p)$ ($E[|s(q)|^2] = 1$)。此时,通过下式 (41) 来表示基站的 N 天线中的 $N \times 1$ 接收信号矢量 $x_{BS}(q) = [x_{BS,1}(q), \dots, x_{BS,N}(q)]^T$ 。

[0670] $x_{BS}(q) = H \cdot v \cdot s(q) + z_{BS}(q)$

$$[0671] \quad v = [v_{1,1}, \dots, v_{1,M1}, v_{2,1}, \dots, v_{2,M2}, v_{k,1}, \dots, v_{k,Mk}]^T$$

$$[0672] \quad H = [H_{BS,1}, \dots, H_{BS,K}]$$

$$[0673] \quad \dots (41)$$

[0674] 此处, $x_{BS,n}(q)$ 表示基站天线 n 中的接收信号, $z_{BS}(q) = [x_{BS,1}(q), \dots, x_{BS,N}(q)]^T$ 表示基站中的干扰噪声矢量, $z_{BS,n}(q)$ 表示基站天线 n 中的干扰噪声分量。而且, 使用基站的天线 n 中的接收权重 w_n 来合成信号。此时, 通过下式 (42) 给出基站中的合成输出 $y(q)$ 。

$$[0675] \quad y(q) = w^T x_{BS}(q) = w^T H \cdot v \cdot s(q) + w^T z_{BS}(q)$$

$$[0676] \quad \dots (42)$$

[0677] 此处, $w = [w_1, \dots, w_N]^T$ 。如果适当地决定来自中继无线机的发送权重 v 以及基站中的接收权重 w , 则可以得到高质量的接收波束输出 $y(q)$ 。

[0678] 关于可以得到这种高质量的接收波束输出 $y(q)$ 的权重 v, w , 此前针对中继无线机几乎没有进行过研究, 但针对由具有多个天线的一对发送机和接收机构成的 MIMO 信道进行了大量研究。因此可知, 通过将权重 v, w 设为矩阵 $H^H H$ 或 $H^* H^H$ 的固有矢量而提供, 能够得到良好的接收质量。此处, ^{H} 表示复共轭转置。

[0679] 此处, 在通过一对发送接收机实现的 MIMO 传送中, 如果在 TDD 中使用可逆性来进行传输路径测定, 则发送机可以取得信道信息 H 而生成发送权重 v 。但是, 在多个中继无线机 k 发送信号的情况下, 中继无线机 k 为了生成权重 $v_{k,1}, \dots, v_{k,Mk}$ 而测定信道信息 H 这并不容易。这是因为, 在信道信息 H 中不仅包含基站与中继无线机 k 之间的信道信息, 而且还包含基站与其它无线机 1 之间的信道信息。

[0680] 作为可以解决这点的技术, 在本实施方式中按照以下的步骤来进行发送接收波束形成。

[0681] (24-1) 各中继无线机在上行链路中发送导频信号 (步骤 S511), 基站测定传输矩阵 H (步骤 S512)。

[0682] (24-2) 基站将与 $H^* H^H$ 的固有值对应的固有矢量作为 $N \times 1$ 发送权重 w (发送波束形成) 而发送导频信号 $d(q)$ (步骤 S513)。

[0683] (24-3) 各中继无线机 k 在下行链路中利用 M_k 天线接收导频信号, 测定 M_k 天线中的 $M_k \times 1$ 传输矢量 $h_k = H_{BS,k}^T w$ (步骤 S514)。

[0684] (24-4) 各中继无线机 k 在上行链路中使用 $M_k \times 1$ 权重矢量 $\xi \cdot h_k^*$ 从 M_k 天线发送信号 $\xi \cdot h_{k,m}^* s(q)$ (步骤 S515)。此处, ξ 是预先在基站与中继无线机间决定的参数。

[0685] (24-5) 在基站中, 多个中继无线机同时使用接收波束来接收所发送的信号 (步骤 S516)。

[0686] 以上是本实施方式中的控制步骤, 以下说明其内容。

[0687] 在上述步骤 (24-2) 中, 发送权重 w 满足 $H^* H^T w = \rho_n w$ 的关系。此处, ρ_n 表示第 n 个固有值。将发送权重 w ($\|w\| = 1$) 决定为与第 n 个固有值对应的固有矢量, 通常使用与最大固有值对应的矢量。将使用该发送权重 w 形成的发送波束一般称为固有发送波束。另外, 在步骤 (24-4) 中, 在基站接收来自中继无线机 k 的信号时, 成为 $H_{BS,k} \cdot \xi \cdot h_{k,m}^* s(q) = \xi \cdot (H_{BS,k}^* H_{BS,k}^T w)^* s(q)$ 。由于基站同时接收来自所有中继无线机 k ($k = 1, \dots, K$) 的信号, 所以通过下式 (43) 来表示基站中的 $N \times 1$ 接收信号矢量 $x_{BS}(q)$ 。

$$\begin{aligned}
[0688] \quad x_{BS}(q) &= \sum_{k=1}^K \xi \cdot (H_{BS,k}^* \cdot H_{BS,k}^T w)^* s(q) + z_{BS}(q) \\
[0689] \quad &= \xi \cdot (H^* \cdot H_{BS}^T w)^* s(q) + z_{BS}(q) \quad \dots(43) \\
[0690] \quad &= (\xi \cdot \rho_n w^*) s(q) + z_{BS}(q)
\end{aligned}$$

[0691] 在通过 N 个天线间的最大比合成接收到该信号时,该接收权重成为 w。即,基站在步骤 (24-2) 中使用与在导频发送中使用的权重相同的权重 w 而进行合成接收时,成为最大比合成接收。此时,合成输出 y(q) 成为下式 (44)。

$$\begin{aligned}
[0692] \quad y(q) &= w^T x_{BS}(q) = (\xi \cdot \rho_n) s(q) + w^T z_{BS}(q) \\
[0693] \quad &\dots (44)
\end{aligned}$$

[0694] 此处,在 $\|w\| = 1$ 、 $z_{BS}(q)$ 是白噪声的情况下,合成输出中的噪声分量恒定。

[0695] 在式 (44) 中与 $(\xi \cdot \rho_n)$ 成比例地决定基站中的接收信号水平。因此,越是使用与大的固有值对应的权重 w 来进行发送,在上行链路接收信号中就能够得到越大的接收信号增益。这样,多个中继无线机分别根据基站使用发送波束形成来发送的下行链路导频信号的信道测定结果,进行上行链路信号发送。其结果,在由基站的多个天线和多个中继无线机构成的 MIMO 信道中,可以得到与其固有值相当的大的增益。

[0696] 另外,基站还可以根据高的接收功率或要求的接收 SINR,将参数 ξ 通知给中继无线机。在该情况下,中继无线机将从基站通知的 ξ 用于权重而进行上行链路信号发送。这样,根据基站的要求来适应性地控制参数 ξ ,从而可以高效地处理各种要求接收功率、要求接收 SINR。

[0697] 如上所述,在本实施方式中,基站进行发送波束形成而发送下行链路导频信号。然后,在中继无线机中,根据基站使用发送波束形成来发送的导频信号的响应,决定上行链路的发送信号权重或发送功率。

[0698] 实施方式 25

[0699] 接下来,对实施方式 25 进行说明。在本实施方式中,说明进行载波相位的发送控制的多个中继无线机协同地进行发送波束形成时的发送权重的决定方法。此处,特别是说明如下动作:在基站具有多个天线的情况下,中继无线机同时发送多个信号,并在基站中对多个信号进行空间分离接收。图 52 是示出执行实施方式 25 的控制时的信号传送的样子的图。另外,基站以及中继无线机的装置结构与上述实施方式 14 中示出的基站以及终端的装置结构(参照图 27)相同。

[0700] 在上述实施方式 24 中,多个中继无线机协同地发送了一个信号,但也可以同时发送多个信号。另一方面,在基站中使用多个天线在空间上分离接收多个信号。其结果,可以提高信号的传送效率。

[0701] 以下,对本实施方式的控制步骤进行说明。其中,由于基本结构与实施方式 24 类似,所以以与实施方式 24 不同的部分为中心而进行说明。在本实施方式中,按照以下的步骤来进行发送接收波束形成。

[0702] (25-1) 各中继无线机(中继无线机 k、1)在上行链路中发送导频信号(步骤 S521),基站测定传输矩阵 H(步骤 S522)。

[0703] (25-2) 基站将多个(两个以上 N 个以下)的 $N \times 1$ 权重 w_1, w_2 决定为与 $H^* H^T$ 不同

的固有值对应的不同的固有矢量。而且,用多个权重 w_1 、 w_2 对多个导频信号 $d_1(q)$ 、 $d_2(q)$ 进行加权(发送波束形成)并在下行链路中进行发送(步骤 S523)。既可以以相同的时间/频率发送不同的导频信号,也可以以不同的时间/频率发送不同的导频信号。在以相同的时间/频率进行发送的情况下,强烈期望多个导频信号图案相互处于正交关系。

[0704] (25-3) 各中继无线机在下行链路中,针对每个导频信号分别在 M_k 天线中接收多个导频信号,并测定与 M_k 天线对应的 $M_k \times 1$ 传输矢量 $h_k^{(1)} = H_{BS,k}^T w_1$ 、 $h_k^{(2)} = H_{BS,k}^T w_2$ (步骤 S524)。

[0705] (25-4) 各中继无线机在上行链路中,与多个 $M_k \times 1$ 权重矢量 $\xi \cdot h_k^{(1)*}$ 、 $\xi \cdot h_k^{(2)*}$ 对应地,分别从 M_k 天线发送不同的信号 $\xi \cdot h_k^{(1)*} s_1(q)$ 、 $\xi \cdot h_k^{(2)*} s_2(q)$ (步骤 S525)。此处, ξ 是预先决定的参数。

[0706] (25-5) 在基站中多个中继无线机同时使用不同的接收波束,对发送的多个信号分别进行空间分离接收(步骤 S526)。

[0707] 另外,本实施方式是在实施方式 24 所示的发送接收机结构中对多个信号进行空间多路复用传送的方案,通过由各中继无线机对多个接收信号分别使用各自的发送权重来实现。在该情况下,在上行链路中发送的多个信号分别具有不同的空间上的方向。其结果,在基站中也可以利用空间方向的差异来平滑地进行分离接收。

[0708] 以下,详细说明该状态。在上述步骤 (25-2) 中相互无干扰地发送来自基站的多个下行链路导频信号时,本质上关于上行链路的各信号维持与实施方式 24 相同的状态。因此,将基站的两个权重 w_1 、 w_2 分别设为与 $H^* H^T$ 的第 n_1 、 n_2 个固有值对应的不同的固有矢量。此时,与根据多个权重 w_1 、 w_2 的导频信号对应地将终端在上行链路中发送的信号设为 $s_1(q)$ 、 $s_2(q)$ 时,如下表示基站中的 $N \times 1$ 接收信号矢量 $x_{BS}(q)$ 。 $x_{BS}(q) = (\xi \cdot \rho_{n_1} w_1^*) s_1(q) + (\xi \cdot \rho_{n_2} w_2^*) s_2(q) + z_{BS}(q)$

[0709] 此处,由于两个权重 w_1 、 w_2 是 $H^* H^T$ 不同的固有矢量,所以 $w_1^H w_2 = 0$ 成立。因此,两个信号的响应矢量 $(\xi \cdot \rho_{n_1} w_1^*)$ 、 $(\xi \cdot \rho_{n_2} w_2^*)$ 分别处于正交关系。

[0710] 因此,基站分别使用接收权重 w_1 、 w_2 接收信号 $s_1(q)$ 、 $s_2(q)$ 时,针对信号 $s_1(q)$ 、 $s_2(q)$ 的合成输出 $y_1(q)$ 、 $y_2(q)$ 分别成为下式。

$$[0711] \quad y_1(q) = w_1^T x_{BS}(q) = (\xi \cdot \rho_{n_1}) s_1(q) + w_1^T z_{BS}(q)$$

$$[0712] \quad y_2(q) = w_2^T x_{BS}(q) = (\xi \cdot \rho_{n_2}) s_2(q) + w_2^T z_{BS}(q)$$

[0713] 即,可以去除被空间多路复用的另一方的信号,这样,在基站中可以空间分离接收多个被空间多路复用的信号。

[0714] 另外,通过 $H^* H^T$ 的固有值的数量来决定可以空间多路复用的最大信号数。另外,在本实施方式中使用相同的参数 ξ 对两个上行链路信号进行了发送控制,但也可以针对各个信号从基站向中继无线机通知不同的参数 ξ 并使用。此时,可以针对每个空间多路复用的信号,根据要求接收质量来控制发送功率。

[0715] 如上所述,在本实施方式中,基站进行多个发送波束形成,并发送多个下行链路导频信号。另外,在中继无线机中,根据基站使用发送波束形成来发送的多个导频信号的响应,决定多个上行链路的发送信号权重或发送功率,并发送多个信号。另外,在基站中,使用多个天线来分离接收被空间多路复用传送的信号。其结果,可以通过空间多路复用传送效果,利用有限的无线资源来实现高效的无线信号传送。

[0716] 实施方式 26

[0717] 接下来,对实施方式 26 进行说明。如上述实施方式 22 ~ 25 所示,在对两个中继无线机间的相对相位进行控制的方法中有各种方法,无需一定与基站进行直接校准。例如,在上述图 49 所示的例子中,在中继无线机与基站的位置关系较远、且传输衰减大的情况下,中继无线机 k、1 不是与基站而是与作为信号发送源的终端进行校准,从而也可以进行相对相位的发送控制。

[0718] 此时,终端也可以不与基站进行校准。在该情况下,由于不进行终端与基站的绝对相位的校正,所以与终端进行了校准的中继无线机 k、1 也无法进行与基站的绝对相位控制。但是,在中继无线机 k、1 都与相同的终端进行校准时,可以将中继无线机 k、1 的相对相位设为恒定的关系。在向基站发送时也可以保持该关系。

[0719] 即,在中继无线机 k、1 与终端进行了校准之后,当向基站发送信号时无法控制两个信号在基站中的接收相位,但可以控制两个信号间的相对相位。即使无法控制绝对相位,只要可以控制中继无线机间的相对相位,则也可以进行协同发送波束形成,所以在该情况下也可以平滑地进行协同发送波束形成。

[0720] 另外,中继无线机 k、1 在位置上靠近终端的情况较多,处于易于进行校准的环境。因此,中继无线机 k、1 通过与作为信号发送源的终端或存在于附近的特定终端进行校准,从而可以将基站中的信号的相对相位控制成特定的值。

[0721] 实施方式 27

[0722] 接下来,对实施方式 27 进行说明。在本实施方式中,说明校正发送频率以使基站与终端能够以相同的频率对无调制信号(载波)进行信号发送的方法。

[0723] 在此前的实施方式中,有时以使用在相同的频率下进行信号发送的基站和终端为前提,但此处示出如下控制方法:高精度地进行调整,使得即使不使用高精度的频率振荡器,基站与终端也可以将载波频率设为相同。

[0724] 作为一个例子,举出如下环境:终端的频率振荡器精度不好,终端针对来自基站的下行链路信号进行频率引入。在现有技术中,终端使用频率振荡器的频率,使下行链路信号暂时降到低频带,通过基于自动频率控制(AFC:Automatic FrequencyControl)的频率引入,掌握低频带的信号中包含的载波频率。其结果,即使在频率振荡器的精度变差的情况下,也可以通过校正频率来掌握下行链路频率。另外,通过与所掌握的频率匹配地发送上行链路的信号,还可以使上行链路的发送频率与下行链路匹配。但是,在 AFC 中为了高精度地掌握频率,需要测定长时间内的频率。通常,通过 $1/(\text{测定时间})$ 给出频率的测定分辨率,为了得到几 Hz 等级的分辨率,需要 1 秒以上的测定时间。另外,要求在测定时间内没有传输路径变动的环境。这是因为,在测定时间内产生传输路径变动时,多普勒频率被加到载波频率上,所以难以仅测定载波频率。

[0725] 针对这样的现有技术,在本实施方式中,公开了在具有多普勒频率的环境中也可以在基站与终端间高精度地保持载波频率的控制方法。图 53 示出本实施方式中的发送接收机结构(基站以及终端的结构)。在本实施方式中,按照以下步骤来进行频率的控制。

[0726] (27-1) 基站将导频信号发送给终端,终端使用来自基站的接收导频信号来进行信道推定。具体而言,在时刻 t 的下行链路中,基站在通过具备基带信号 $d(q)$ 的振荡器或现有技术进行了控制的频率 f_{BS} 下进行增频变换而发送下式(45)所示的信号。

$$[0727] \quad h_{k,m}^{(DL)} d(q) e^{j2\pi f_{BS} t} \quad \dots(45)$$

[0728] 终端在通过所具备的振荡器或现有技术进行了控制的频率 f_{MT} 下进行降频变换而得到用下式 (46) 表示的接收信号。

$$[0729] \quad r(q) = h_{k,m}^{(DL)} \cdot d(q) e^{j2\pi(f_{BS} - f_{MT})t} \quad \dots(46)$$

[0730] 终端进一步对接收信号进行信号 $d(q)$ 的相关检测, 得到用下式 (47) 表示的信道测定值。

$$[0731] \quad h_{k,m}'^{(DL)} = h_{k,m}^{(DL)} \cdot e^{j2\pi(f_{BS} - f_{MT})t} \quad \dots(47)$$

[0732] 此处, 设想在信号 $d(q)$ 的发送时间内 (例如几十 ~ 几百 μs 程度) 由频率差 $f_{MT} - f_{BS}$ (例如 0 ~ 几百 Hz 程度) 引起的变动十分缓慢而可以视为大致恒定值的环境。

[0733] (27-2) 终端将使用上述信道推定结果 (信道推定值) 来调整了相位或振幅相位的导频信号发送给基站, 基站使用来自终端的接收导频信号来进行信道推定。具体而言, 在时刻 $t + \Delta t$ 的上行链路中, 终端发送以频率 f_{MT} 对信号 $(1/h_{k,m}'^{(DL)})s(q)$ 进行增频变换后的信号。在基站中, 在频率 f_{BS} 下进行了降频变换之后, 得到下式 (48) 所示的接收信号。

$$[0734] \quad r_{BS}(q) = h_{k,m}^{(UL)} \cdot (1/h_{k,m}'^{(DL)})s(q) \cdot e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(t + \Delta t)}$$

$$[0735] \quad = (h_{k,m}^{(UL)} / h_{k,m}'^{(DL)}) e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \cdot s(q) \quad \dots(48)$$

$$[0736] \quad = \frac{T_{k,m} / R_{k,m}}{T_{BS} / R_{BS}} e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \cdot s(q)$$

[0737] 此处, 在进行式 (48) 内的变形时, 使用了上式 (1) 与上下链路中的实际传输路径的可逆性的关系。虽然在基站与终端的频率 f_{BS} 、 f_{MT} 中存在小的差异, 但与衰落的相关频带 (通常是几十 kHz ~ 几百 Hz) 相比, 其频率差非常小, 可以将实际传输路径视为大致相同。具体而言, 在频率差 $|f_{BS} - f_{MT}|$ 是 1kHz 以内的情况下该关系成立。在基站中, 对接收信号进行信号 $s(q)$ 的相关检测, 得到下式 (49) 所示的信道测定结果。

$$[0738] \quad \alpha(t) = \frac{T_{k,m} / R_{k,m}}{T_{BS} / R_{BS}} e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \quad \dots(49)$$

[0739] (27-3) 在多次的时刻 $t = t'_1, t'_2, \dots$ 反复进行上述步骤 (27-1) 和 (27-2), 基站保持信道测定值 $\alpha(t'_1)$ 、 $\alpha(t'_2)$ 、 $\dots$ 。

[0740] (27-4) 基站根据观测的多次的信道测定值 (复数) $\alpha(t'_1)$ 、 $\alpha(t'_2)$ 、 $\dots$, 计算出其频率偏移 (相位旋转速度) $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 。另外, 该相位旋转速度表示基站与终端的频率差的两倍。基站将计算出的 Δf 通知给终端。

[0741] (27-5) 在终端中, 将进行降频变换或增频变换的频率从 f_{MT} 变更成 $f_{MT} - \Delta f$ 。

[0742] 通过以上处理, 可以使终端在降频变换或增频变换中使用的载波频率与和基站相同的 f_{BS} 匹配。

[0743] 此时, 如果在上述步骤 (27-1) 中从基站向终端发送的信号 $d(q)$ 与在步骤 (27-2) 中从终端向基站发送的信号 $s(q)$ 之间的信道变动小, 则关系式 (48) (49) 被保持。在该条件下, 信道推定值 $\alpha(t)$ 是不依赖于多普勒频率以及传输路径的值, 即使在步骤 (27-3) 的时刻 $t = t'_1, t'_2, \dots$ 中产生了传输路径变动, 也不依赖于多普勒频率以及传输路径, 而可以测定频率偏移 $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 。与此相对, 在以往的频率测定中在所有测定时间 $t =$

$t'_{-1}, t'_{-2}, \dots$ 中产生传输路径变动时, 导致在频率测定中包含多普勒频率的影响, 所以精度变差。

[0744] 另外, 式 (49) 内的信道测定值 $\alpha(t)$ 虽然包括模拟特性 $T_{k,m}$ 、 $R_{k,m}$ 、 T_{BS} 、 R_{BS} , 但模拟特性的时间变化通常非常缓慢。因此, 通过在步骤 (27-4) 中测定长时间相位旋转速度, 基站可以极其高精度地测定基站与终端的频率差。

[0745] 这样在本实施方式中, 基站与终端相互发送导频信号, 由此不会受到多普勒频率的影响, 而可以高精度地将基站与终端的频率设为相同。

[0746] 另外, 可以使相位旋转速度的测定周期以及在步骤 (27-5) 中校正载波频率的周期比多普勒频率的周期迟。

[0747] 另外, 还可以如下所述从终端开始进行同样的频率校正处理。以下, 示出具体的步骤。另外, 图 54-1 是示出此时的本控制中的发送接收机结构的图。

[0748] (27B-1) 在时刻 t 的上行链路中, 终端在频率 f_{MT} 下对基带信号 $s(q)$ 进行增频变换, 发送下式 (50) 所示的信号。

$$[0749] \quad h_{k,m}^{(UL)} s(q) e^{j2\pi f_{MT} t} \quad \dots(50)$$

[0750] 基站在频率 f_{BS} 下进行降频变换而得到由式 (51) 所示的接收信号

$$[0751] \quad r_{BS}(q) = h_{k,m}^{(UL)} \cdot s(q) e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})t} \quad \dots(51)$$

[0752] 而且, 对接收信号进行信号 $s(q)$ 的相关检测, 得到由下式 (52) 表示的信道测定值。

$$[0753] \quad h_{k,m}'^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)} \cdot e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})t} \quad \dots(52)$$

[0754] (27B-2) 在时刻 $t + \Delta t$ 的上行链路中, 终端发送以频率 f_{BS} 对信号 $(1/h_{k,m}'^{(UL)}) d(q)$ 进行了增频变换后的信号。在基站中, 以频率 f_{MT} 进行了降频变换之后, 得到下式 (53) 所示的接收信号。

$$[0755] \quad r(q) = h_{k,m}^{(DL)} \cdot (1/h_{k,m}'^{(UL)}) d(q) \cdot e^{j2\pi(f_{BS} - f_{MT})(t + \Delta t)}$$

$$[0756] \quad = (h_{k,m}^{(DL)} / h_{k,m}'^{(UL)}) e^{-j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \cdot d(q) \quad \dots(53)$$

$$[0757] \quad = \left(\frac{T_{k,m} / R_{k,m}}{T_{BS} / R_{BS}} \right)^{-1} e^{-j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \cdot d(q)$$

[0758] 在终端中, 对接收信号进行信号 $d(q)$ 的相关检测, 得到下式 (54) 所示的信道测定结果。

$$[0759] \quad \left(\frac{T_{k,m} / R_{k,m}}{T_{BS} / R_{BS}} \right)^{-1} e^{-j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \quad \dots(54)$$

[0760] 另外, 将其倒数设为 $\alpha(t)$ 。由下式 (55) 表示 $\alpha(t)$, 与上式 (49) 相同。

$$[0761] \quad \alpha(t) = \frac{T_{k,m} / R_{k,m}}{T_{BS} / R_{BS}} e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \quad \dots(55)$$

[0762] (27B-3) 在多次的时刻 $t = t'_{-1}, t'_{-2}, \dots$ 反复进行上述步骤 (27B-1) 和 (27B-2), 终端保存执行处理而得到的信道测定值。

[0763] (27B-4) 终端根据 $\alpha(t'_{-1})$ 、 $\alpha(t'_{-2})$ 、 $\dots$, 计算出其频率偏移 $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 。

该相位旋转速度表示基站与终端的频率差的两倍。基站向终端通知 Δf 。另外,将进行降频变换或增频变换的频率从 f_{MT} 变更为 $f_{MT} - \Delta f$ 。

[0764] 终端也可以通过以上处理进行频率校正。另外,在从终端开始发送导频信号的(27B-1) ~ (27B-4) 中,可以删除(27-1) ~ (27-5) 中所需的从基站向终端通知频率偏移 $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 的处理。其结果,与(27-1) ~ (27-5) 的控制相比,可以实现更高效的控制。

[0765] 这样,在本实施方式中,从终端向基站发送导频信号,基站根据接收导频信号进行信道测定,基站通过信道测定结果来调整相位或振幅相位而向终端发送导频信号。另外,在终端中,使用来自基站的导频信号的信道测定值,进行发送信号的频率校正。由此,可以使终端的载波频率与基站的载波频率高精度地匹配。

[0766] 实施方式 28

[0767] 接下来,对实施方式 28 进行说明。在本实施方式中,说明与上述实施方式 27 不同的如下方法:校正发送频率以使基站与终端可以在相同的频率下对无调制信号(载波)进行信号发送。

[0768] 本实施方式的基站以及终端的装置结构与实施方式 27 相同。以下,示出本实施方式的频率控制步骤。

[0769] (28-1) 在时刻 t 的下行链路中,基站以频率 f_{BS} 对基带信号 $d(q)$ 进行增频变换而发送实施方式 27 中示出的式(45)的信号。终端以频率 f_{MT} 进行降频变换而得到实施方式 27 中示出的式(46)的接收信号。终端进一步对接收信号进行信号 $d(q)$ 的相位检测,得到实施方式 27 中示出的式(47)的信道测定值。

[0770] (28-2) 在时刻 $t + \Delta t$ 的上行链路中,终端在上行链路中以频率 f_{MT} 对信号 $s(q)$ 进行增频变换并进行发送。在基站中,在以频率 f_{BS} 进行了降频变换之后,得到下式(56)所示的接收信号。

$$[0771] \quad r_{BS}(q) = h_{k,m}^{(UL)} \cdot s(q) \cdot e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(t + \Delta t)} \quad \dots(56)$$

[0772] 而且,对接收信号进行信号 $s(q)$ 的相关检测,得到下式(57)所示的信道测定结果。

$$[0773] \quad h_{k,m}'^{(UL)} = h_{k,m}^{(UL)} \cdot e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(t + \Delta t)} \quad \dots(57)$$

[0774] (28-3) 基站将信道测定结果 $h_{k,m}'^{(UL)}$ 通知给终端,终端得到下式(58)所示的 $\alpha(t)$ 。

$$[0775] \quad \alpha(t) = \frac{h_{k,m}'^{(UL)}}{h_{k,m}'^{(DL)}} = \frac{T_{k,m}/R_{k,m}}{T_{BS}/R_{BS}} e^{j2\pi(f_{MT} - f_{BS})(2t + \Delta t)} \quad \dots(58)$$

[0776] (28-4) 在多次的时刻 $t = t'_1, t'_2, \dots$ 反复进行上述步骤(28-1)、(28-2)、(28-3),终端保持从基站通知的信道测定结果 $\alpha(t)$ 。

[0777] (28-5) 终端根据多次的信道测定值(复数) $\alpha(t'_1), \alpha(t'_2), \dots$, 计算出其相位旋转速度 $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 。而且,将进行降频变换或增频变换的频率从 f_{MT} 变更为 $f_{MT} - \Delta f$ 。

[0778] 通过以上处理,与上述实施方式 27 同样地,不会受到多普勒频率的影响,而可以高精度地使基站与终端的频率一致。另外,关于步骤(28-3)中的信道测定值的通知,也可以在步骤(28-4)中在多次的时刻 $t = t'_1, t'_2, \dots$ 进行了信道测定之后,集中通知给终端。在该情况下,可以降低从基站向终端的通知次数。另外,也可以将步骤(28-1)和步

骤 (28-2) 的顺序颠倒。

[0779] 这样在本实施方式中,基站将从终端发送的导频信号的信道测定值通知给终端侧,终端可以高精度地进行频率调整。

[0780] 实施方式 29A

[0781] 接下来,对实施方式 29A 进行说明。在本实施方式中,关于实施方式 27、28 中示出的发送频率的校正步骤,说明包含在该处理步骤中的信道测定处理的执行时刻。

[0782] 如上所述,在实施方式 27、28 中,根据上式 (49) 中示出的多次的时刻 $t = t'_1$ 、 t'_2 、 $\dots$ 、 t'_N 下的信道测定结果 $\alpha(t)$,求出相位旋转速度 $\Delta f = (f_{MT} - f_{BS})$ 。在相位旋转速度的求解方法中有各种方法,但此处示出一个有效的运算方法。

[0783] 首先,根据式 (49),式 (59) 成立。另外,本实施方式中使用的变量 n 、 N 与以前的实施方式中使用的基站天线数无关,表示进行信道测定的时刻的序号。

$$[0784] \quad \frac{\alpha(t'_n)}{\alpha(t'_1)} = e^{j2\pi\Delta f \cdot (t'_n - t'_1)}, \quad (n=1,2,\dots,N) \quad \dots(59)$$

[0785] 因此,可校正的频率偏移在所有测定时刻中,相对于最小的时间宽度 $t'_2 - t'_1$,条件是满足“ $|\Delta f| < 1/4(t'_2 - t'_1)$ ”。因此,为了校正宽范围的频率偏移 Δf ,减小时刻 $t = t'_1$ 、 t'_2 、 $\dots$ 、 t'_N 的最小时间宽度,为了高精度地测定频率偏移 Δf ,重要的是增大时刻 $t = t'_1$ 、 t'_2 、 $\dots$ 、 t'_N 的最大时间宽度。

[0786] 作为同时满足这些条件的方法,在最初的几次中以短的时间间隔执行上述步骤 (27-1)、(27-2) 或 (28-1)、(28-2) 的信道测定,以长时间间隔执行之后的信道测定。另外,也可以逐渐延长信道测定的时间间隔。其结果,通过变更信道测定的时间间隔,可以实现宽的频率范围的校正和高的频率分辨率,并且可以降低信道测定所需的导频信号数。

[0787] 这样,在本实施方式中,通过在不是固定间隔的时刻发送信道测定用导频信号,可以降低导频信号数,并且实现良好的频率校正特性。

[0788] 另外,作为不同的一个例子,在下式 (60) 的时刻 t'_n ms,基站在下行链路中发送导频信号,在时刻 $t'_n + 1$ ms,终端在上行链路中发送导频信号。

$$[0789] \quad t'_n = 0 (n = 1), 2^{n-1} (n = 2, \dots, N) \dots (60)$$

[0790] 图 54-2 示出此时的上下链路导频信号的结构。另外,该图所示的发送导频信号的时间间隔随着时间经过而变长的结构是通过本发明初次公开的结构。

[0791] 通过下式 (61) 来推定时刻 t'_1 和 t'_n 的频率偏移 F_n 。

$$[0792] \quad F_n = \frac{1}{2 \cdot 2\pi(t'_n - t'_1)} \arg\left(\frac{\alpha(t'_n)}{\alpha(t'_1)}\right) \quad \dots(61)$$

[0793] 此处, $\arg(x)$ 是使复数 x 的相位在 $[-\pi, \pi)$ 的范围内返回的函数。 F_1 是低精度宽范围,随着 n 变大,对于 F_n ,高精度地进行窄范围的频率偏移推定。

[0794] 另外,根据文献“H. Kubo, K. Murakami, M. Miyake, and T. Fujino, ‘A multiple open-loop frequency estimation based on differential detection for MPSK’, IEICE Trans. on Commun., Vol. E82-B, No. 1, pp. 136--143, Jan. 1999.”,可以通过下式 (62) 进行高精度宽范围的频率偏移推定。

$$[0795] \quad \Delta f[1] = F_1 \quad \dots (62)$$

$$[0796] \quad \Delta f[n] = \Delta f[n-1] + \text{mod}\left(F_n - \Delta f[n-1], \frac{1}{2(t'_n - t'_1)}\right), (n=2, \dots, N)$$

[0797] 此处, $\text{mod}(x1, x2)$ 是将 $x1$ 除以 $x2$ 而得到的余数, 是在 $[-x2/2, x2/2)$ 的范围中返回值的函数。在本测定方法中, 最终将频率偏移设为 $\Delta f = \Delta f[N]$ 。

[0798] 在本例子中, 如式 (60) 所示, 逐渐增大频率校准用导频信号的发送时间间隔, 由此可以进行宽范围、高精度的频率偏移测定。特别是, 如式 (60) 所示, 将开始时刻作为起点并以乘方的时间间隔逐渐增大频率校准用导频信号的发送时间间隔, 由此可以平滑地进行宽范围、高精度的频率偏移测定。

[0799] 另外, 以下示出使用了式 (60) 时的 n 与 t_n “秒”的关系。

[0800] $n = 1 \quad t_n = 0.000$ 秒

[0801] $n = 2 \quad t_n = 0.002$ 秒

[0802] $n = 6 \quad t_n = 0.032$ 秒

[0803] $n = 11 \quad t_n = 1.024$ 秒

[0804] $n = 16 \quad t_n = 32.766$ 秒

[0805] $n = 21 \quad t_n = 1048.574$ 秒 ≈ 17.4 分钟

[0806] $n = 26 \quad t_n = 33554430$ 秒 ≈ 559.2 分钟

[0807] 这样, 随着测定时刻增加, 导频信号的传送时间间隔被延长。另外, 伴随着时间的延长, 可以实现高精度的频率偏移测定。具体而言, 在进行 $n = 11$ 次的信道测定时, 使用 1 秒期间的测定时间可得到 $1 (= 1/t_n)$ Hz 程度的频率偏移分辨率。另外, 在进行 21 次的信道测定时, 使用大约 17.4 分钟的测定时间可得到 $0.001 (= 1/t_n)$ Hz 程度的频率偏移分辨率。

[0808] 这样, 在本发明中公开的图 54-2 所示的随时间经过而使导频信号的发送频度降低的结构中, 在载波频率误差大的状态下发送较多的导频信号, 载波频率误差减少, 同时降低导频信号的发送频度。通过本结构, 可以抑制发送不必要的导频信号, 增加数据传送中利用的无线资源。

[0809] 另外, 这样将导频信号的发送频度随着时间而减少的图案决定成无线通信规格, 在控制信号中通知导频图案, 由此还可以相互地识别在基站与终端之间发送导频信号的定时。特别是作为优选的结构, 还可以根据要求的频率偏移的分辨率, 来控制发送导频的综合时间 $t_n - t_1$ 、或导频发送次数 n 、或导频信号间的最小时间间隔 (例如 $t_2 - t_1$)。这样, 基站根据要求的频率误差分辨率来选定不同的导频图案, 并将与该导频图案对应的控制比特通知给终端, 从而还可以根据状况适应性地控制导频图案。另外, 作为控制信号, 还考虑如下方法: 通过将综合时间 $t_n - t_1$ 、导频发送次数 n 、或导频信号间的最小时间间隔 (例如 $t_2 - t_1$) 等参数从基站通知给终端, 决定导频信号的发送图案。

[0810] 在现有技术中进行长时间测定时, 由于多普勒频率的影响, 在其精度上有限制。与此相对, 在使用本发明中示出的方案时, 不会受到多普勒频率的影响而可以测定频率偏移, 所以可以测定 0.001 Hz 程度的极小的频率偏移而进行校正。其结果, 可以极其高精度地使终端与基站的载波频率一致。

[0811] 作为一个例子, 示出在图 54-3 所示的评价环境中使用本实施方式的方法来进行性能评价的例子。如图 54-3 所示, 将信道测定用导频信号配置在 OFDM 的副载波上, 导频

信号被配置成由时间方向的 3 个符号、频率方向的 15 个符号的区域包围的合计 45 个符号。另外,在接收侧基于现有技术的时间 / 频率同步已经确立,使用 FFT 后的接收信号通过本申请的发明进行精度更高的载波频率控制。此处,在由下式 (63) 表示的时刻 t_n 从终端开始发送导频信号,紧接在结束之后发送来自基站的导频信号。

[0812]

$$t_n = \begin{cases} 0 & n=0 \\ \left\lfloor \alpha^{n/2} \right\rfloor & n=1,2,\dots,N \end{cases} \quad \dots(63)$$

[0813] 基站与终端之间是莱斯因子 10 的莱斯衰落环境,直达波 (directwave) 分量具有 50Hz 的多普勒频移,散射波分量具有多普勒扩展 50Hz。

[0814] 设为无线机 A、B 基于相同的 SNR 来接收导频信号的一个符号,通过控制后的基站与终端之间的频率差来评价性能。另外,设为在现有技术中,无线机 A 理想地取得来自无线机 B 的信号接收频率。

[0815] 图 54-4 示出在 $N = 20$ 的基础上在本发明的方法以及现有技术中进行了载波频率控制时的载波频率误差与 SNR[dB] 的关系。在 $t_{20} = 2.048$ 秒的时间内进行载波频率控制。从图中可知,在使用了发明方法时,与以往方法相比,可以极其高精度地与无线机 B 的载波频率匹配。具体而言,相对于以往方法具有 50Hz 程度的载波频率误差,在提议的方法中成为 0.01Hz 以下的载波频率误差。这是因为,相对于在以往方法中残存平均多普勒频率量的误差,在提议的方法中可以通过利用可逆性来消除传输变动的影响,平均多普勒频率不会成为误差要因。

[0816] 在图 54-5 中,在 SNR = 6[dB] 的基础下,示出提议的方法 (控制法 I) 中的载波频率误差与控制时间 t_n ($N = 1, 2, \dots, 25$) 的关系。在提议的方法中,即使由于噪声以及双向导频信号发送时的信道变化,而在推定中产生某种程度的误差,也可以根据更长时间中的高精度的推定值来校正该误差。其结果,即使存在双向的信道变化,也可以极其高精度地推定频率偏移 Δf 。这样,在本发明的方法中,与现有技术相比,可以极其高精度地使两个无线机之间的载波频率匹配。

[0817] 实施方式 29B

[0818] 接下来,对实施方式 29B 进行说明。在本实施方式中,示出可以广泛应用实施方式 29A 中示出的方案的情况,另外更明确化了针对现有技术的定位。

[0819] 虽然当前正在运用较多的无线系统,但在其中,当除去了空间关联时,在无线机间使载波频率完全一致的无线系统极其稀少。在很多的无线系统中,进行着通过现有技术以几 Hz 程度的误差使无线机间的载波频率匹配的方法,但无法保证 1Hz 以下特别是 0.01Hz 以下的载波频率差。这主要是因为,为了使各无线机独立地具有超高精度的载波频率,需要具有 0.01Hz 以下的频率精度的极其昂贵的振荡器。

[0820] 与此相对,在本发明的载波频率控制中,即使不使用昂贵的振荡器,只要频率振荡中具有稳定性,也能够以低成本使不同的无线机的载波频率匹配。例如,即使两个无线机间的载波频率偏离了 1kHz,也可以高精度地推定频率偏移。由于该控制可以仅通过数字部中的信道测定和使用了该测定的运算来实现,所以在与其它数字功能一起进行了芯片化以及量产时,可以极其廉价地构筑。其结果,能够以极其低廉的价格提供与以往需要使用极其昂贵的振荡器时同等的状态,可以广泛使用于无线通信方式中。本发明能够大幅降低成本,是

可以给无线通信带来新发展的划时代的方式。

[0821] 作为具体的新发展之一,如上所述,可以构筑多个无线机相干地发送信号的状态,可以大幅降低发送功率。使用本发明的载波频率控制,可以第一次廉价地实现该状态。但是,本发明的载波频率控制不仅能够适用于多个无线机相干地发送信号的情况,而且还可以广泛应用于以下所示那样的状况。

[0822] (1) 可以高精度地测定其它无线机发送的信号的多普勒频率,可以高精度地测定无线机间的相对速度。

[0823] (2) 在两个无线机相互响应的当前的 UWB 等中使用的测距方式中,在使两个无线机间的载波频率高精度地一致时,可以实现精度更高的测距。

[0824] (3) 在 OFDMA 方式上行链路中,在不同的无线机使用邻接副载波来进行信号传送的情况下,由于载波频率的偏离而在信号间产生干扰。在使用本发明的载波频率控制方法而在多个无线机间进行了高精度的载波频率控制时,可以在该信号间缓和干扰。另外,基站与各无线机进行高精度的载波频率控制,从而还可以使无线机间的载波频率匹配。

[0825] (4) 以往,在多个无线机中,在无线机内部具有的时钟速度中产生差。但是,当使用本发明的载波频率控制而构筑了在无线机间具有极其高精度的载波频率的状态时,通过将载波频率的一个周期(或分周期)设为时钟定时,可以使无线机间的时钟速度极其高精度地匹配。其结果,可以确保无线机间的高精度的时钟速度的同步。时钟速度是在使无线机进行动作的方面最基本的技术之一,也可以使用高精度地一致的时钟速度来实现将来的新的技术发展。这样,本发明的技术是在将来的新技术的创造中重要的基本技术。

[0826] (5) 虽然与上述(4)关联,但除了无线通信设备以外也存在很多需要时钟速度的同步的电子设备。例如,在使工厂内的生产线的设备同步地运转时,也可以通过高精度的时钟定时而在正确的时刻运用相互的设备。其结果,可以实现更精密的线上作业。因此,本发明的控制不限于无线通信设备,也可以广泛应用于无线通信以外的领域中。

[0827] 如本实施方式所示,本发明的高精度载波频率控制不限于应用在无线机间的相干的信号发送,而可以应用于广泛的用途。这样,本发明是可以在很多用途中改善性能的技术。

[0828] 另外,作为使载波频率或时钟匹配的其它现有技术,有通过有线系统向其它设备发送频率的方法,但在该方案中需要有线连接。另外,即使是有线系统,在途中包含路由器等的有线网路中,也产生与通信状况相应的时间分散(抖动),所以难以取得正确的载波频率或时钟。因此,为了得到正确的载波频率或时钟而需要专用线,但专用线的价格一般昂贵。与此相对,本发明的技术能够以低成本且高精度地使载波频率匹配。

[0829] 实施方式 30

[0830] 接下来,对实施方式 30 进行说明。在本实施方式中,关于实施方式 27、28 中示出的发送频率的校正步骤,说明在该步骤内使用的导频信号的传送方法。

[0831] 对于进行频率校正用的信道测定的导频信号传送(实施方式 27、28),也与保持测定传输路径的可逆性的校准同样地,重要的是在信道变动少的上下链路中进行导频信号传送。即,在上述步骤(26-1)和(26-2)或步骤(27-1)和(27-2)中,要求上下链路导频信号传送时的传输路径变动较小。

[0832] 另外,关于实施方式 27、28 中示出的频率校正方法,只要载波频率差 $f_{MT}-f_{BS}$ 相同,

还可以应用于针对每个测定时刻 $t = t'_{1}, t'_{2}, \dots, t'_{N}$ 利用不同的频率的情况。因此,在基站以及终端进行 OFDM(或 OFDMA) 信号传送时,还可以针对每个时刻 $t = t'_{1}, t'_{2}, \dots, t'_{N}$,在时间上变更传送导频信号的副载波,进行步骤 (26-1) 和 (26-2) 或 (27-1) 和 (27-2) 的处理。因此,还可以与上述实施方式 7 同样地,选择传输路径良好的时间或频率来进行导频信号传送。这样,实施方式 7 中示出的所有导频信号传送方法对于频率校正用的信道测定也有效。

[0833] 例如,还可以从多个副载波中选定信道状态良好的副载波,来传送导频信号。另外,还可以设为基站还考虑其它终端使用的副载波之后,通知可以使用的副载波,终端使用所通知的副载波来发送频率校正用的导频信号。

[0834] 另外,还可以使用随机接入时的信号或通信分组中包含的导频信号,来进行执行频率校正用的信道测定的导频信号传送(实施方式 27、28)。因此,上述实施方式 9 中示出的所有导频信号传送方法对频率校正信道测定用的导频信号传送也有效,可以削减频率校正中所需的导频信号数。

[0835] 另外,为了进一步平滑地进行通信和频率校正,如图 55 所示,在通信开始初期,基站与终端通过自动频率控制(AFC)进行频率引入,通过以往的频率校正进行通信(步骤 S551)。另外,在进行通信的过程中,使用实施方式 9 中示出的通信分组的导频信号来进行实施方式 27、28 中示出的频率校正,可以使终端的发送频率与基站的发送频率匹配(步骤 S552)。而且,在使基站与终端的频率匹配之后,可以进行实施方式 4~6 中示出的校正,使基站与终端的相位关系匹配(步骤 S553)。这样,以以往的频率校正开始初期的通信,在通信中终端调整到与基站相同的载波频率,之后还进行相位校正,从而可以平滑地构筑可以一边进行通信一边可满足测定传输路径的可逆性的状态。

[0836] 这样,本发明的特征还在于,终端同时进行通信和频率校正或相位振幅校正或振幅校正。另外,在进行了频率校正之后进行相位校正或相位振幅校正也是本发明的特征。而且,还可以在进行了频率校正的状态和进行频率校正的状态下变更通信模式。例如,在没有进行频率校正的情况下,以从协同发送波束形成等中被除外的模式进行动作,在进行了频率校正之后,转移到进行协同发送波束形成的模式。

[0837] 另外,具有多个天线的基站或终端在进行降频变换或增频变换时在多个天线间通常使用相同的载波频率。因此,在存在多个天线的情况下,也可以对基站或终端的一个天线应用实施方式 27、28 的频率校正方法,在所有的天线中使用校正后的载波频率。

[0838] 另外,事先定义图 56 所示那样的信息格式,终端在通信开始时向基站通知终端的机种信息。此处,向基站通知是否为对应于本实施方式的频率校正的机种、向高精度或低精度频率校正的对应性、向相位校准的对应性、向协同发送波束形成的对应性。然后,基站根据该通知的信息来适应性地选定向终端的控制方法(执行的处理)。另外,也可以使用图 57 所示的信息格式,从终端向基站通知要求频率精度信息、频率可测定时间信息、要求测定时间图案信息(时刻 t 的图案、固定间隔时间图案、乘方时间图案等)。相反地,也可以从基站向终端以类似于图 57 的格式通知进行频率校正时的频率精度信息、频率测定时间信息、测定时间图案信息。

[0839] 另外,在一个无线机内进行实施方式 1~3 中叙述的校准,校正系数仅依赖于模拟特性。因此,可以与实施方式 27、28 的频率校正独立地进行实施方式 1~3 中叙述的校准。

因此,例如,还可以构成为基站以及终端进行实施方式 1~3 中叙述的校准,之后基站以及终端形成发送接收波束,进行频率校正信道测定用的导频信号的发送接收。在该情况下,可以利用多个天线中的波束增益来进行导频信号的发送接收,可以在良好的信道测定状态下,进行频率校正。

[0840] 另外,在实施方式 15 中,叙述了维持测定传输路径的可逆性的间接校准,但关于实施方式 27、28 的频率校正方法也可以应用间接地进行的结构。具体而言,可以与终端以及基站进行通信的无线机与基站进行频率校正处理,进行控制使得与基站的载波频率一致,之后,终端与该无线机进行频率校正处理,从而进行载波频率的调整。其结果,在终端中,即使与基站不进行直接频率校正处理,也可以高精度地进行控制使得成为与基站相同的载波频率。

[0841] 另外,在实施方式 18 中,叙述了终端适应性地选定进行校准的无线机的方法,但同样地关于实施方式 27、28 的频率校正方法也可以应用间接地进行的结构。具体而言,基站对与终端的传输损失进行测定,在终端的传输损失大的情况下,间接地向终端发送频率校正劝告信号。根据该劝告信号,终端搜索可以支持频率校正的其它无线机,进行频率校正。此时,可以支持频率校正的其它无线机 A 作为“频率校正支持信号”而向周围进行通知。终端搜索“频率校正支持信号”而检测可以进行频率校正的无线机,向该无线机发送“频率校正要求信号”并由无线机许可后,执行间接频率校正。图 58 示出“频率校正支持信号”的一个例子。还可以设为无线机向周围通知间接频率校正的支持信息、频率校正精度信息(也可以包含是几 Hz 的分辨率等的数值)、相位校正支持信息,并按照其信息,由终端要求频率校正。

[0842] 另外,终端可以分类成需要频率校正的终端和不需要频率校正的终端。终端在向基站接入时,通知是否需要频率校正。另外,关于基站,也可以分类成要求频率校正的基站和不要求频率校正的基站,也可以在下行链路中向终端通知其分类。另外,有时基站向特定的终端发送要求信号使得进行频率校正,终端按照基站的要求进行频率校正。可以通过与图 33、34 类似的信号格式在上下链路中通知这些信号。

[0843] 这样,在本实施方式中,根据终端与基站之间的传输状态,适应性地选定是进行直接频率校正、还是进行间接频率校正。其结果,终端可以选定可确保良好的传输状态的无线机,进行高精度的频率校正。

[0844] 另外,在本实施方式中,根据终端以及无线机的频率校正能力,来变更要执行的频率校正类型(以往的载波频率校正、本实施方式的载波频率校正等)。其结果,还可以适应性地对应于各种机种混合存在的环境。

[0845] 另外,在进行了实施方式 27、28 的频率校正之后,进行实施方式 19 的载波相位发送控制时,在基站中能够以特定的载波相位接收来自终端的信号 $s(q)$ 。如实施方式 19 所述,在载波相位发送控制中,在下行链路中基站发送导频信号并由终端进行传输路径测定,在上行链路的数据发送中反映该传输路径测定结果,但在该控制时间内几乎可以忽视传输路径变动的情况下,可以将基站中的接收相位设为特定的值。在当前的无线通信技术中,可以在极短的时间(例如 0.1ms 以下)内进行下行链路的传输路径测定和上行链路的数据发送。在该情况下,即使在终端的移动速度快、且假设多普勒频率是 500Hz 的环境中,上下链路中的传输路径变动也只不过是衰落的 0.05 周期量。因此,在终端的移动速度快的情况

下,也可以保持载波相位同步。

[0846] 另外,即使在终端移动的环境中,在进行了实施方式 27、28 的频率校正之后,当应用了实施方式 19 的载波相位发送控制时,在基站中能够以特定的频率的特定的相位接收信号。这是因为,终端在下行链路中测定按照多普勒扩展进行变动的信道 $h_{k,m}^{(DL)}$,在上行链路中以发送权重 $v_{k,m} = 1/(u_{BS}h_{k,m}^{(DL)})$ 发送信号,从而在上行链路中补偿下行链路的多普勒频率的影响。其结果,在基站中可以感觉不到多普勒频率的影响地接收信号。因此,还可以比以往减轻基站中的频率偏移推定、自动频率控制 (AFC) 的处理。

[0847] 另外,即使在终端的频率振荡器的精度不佳的情况下,也可以在进行了实施方式 27、28 的频率校正之后,应用载波相位发送控制,由此进行实施方式 20 ~ 26 的协同发送波束形成。

[0848] 实施方式 31

[0849] 接下来,对实施方式 31 进行说明。在本实施方式中,涉及宽频带的 OFDMA/TDD 方式中的发送频率的校正步骤。

[0850] 在实施方式 27 ~ 29B 中示出了单载波传送时的频率校正,但在该情况下还考虑由于传输路径的衰落而使传输测定精度变差的情况。另外,在近年来广泛使用的 OFDMA/TDD 中在衰落环境中要求宽频带的载波频率控制。另外,为了实现协同发送波束形成,要求不仅是载波频率,而且还使上下链路的信道测定值的相位匹配的技术。

[0851] 因此,在本实施方式中,公开了在 OFDMA/TDD 方式中将基站与终端的载波频率设为 0.01Hz 以下的误差的超高精度载波频率控制。在本实施方式中,在 OFDMA 的多个子带中进行信道测定,使用良好的信道测定结果来推定频率偏移。在使用了本实施方式时,在衰落环境中也可以在基站与终端之间维持极其高精度的载波频率。另外,在本实施方式中,还示出了使上行和下行链路中的信道测定值以相位等级进行匹配的载波相位控制的发明。在使用本控制时,可以使上下链路中的信道测定值的相位高精度地匹配,示出了对协同发送波束形成有效的技术。

[0852] 图 61 示出在 OFDMA/TDD 中进行信道测定的子带。此处,一个子带由一定数量的副载波群构成。在上下链路中以具有同一频率的 L 子带进行信道测定,子带间具有一定的频率间隔 B。在将与第一个信道测定用子带 $l = 1$ 对应的基站的载波频率设为 $f_{BS,1}$ 、将终端的载波频率设为 $f_{MT,1}^{(n)}$ 时,与第一个子带对应的载波频率 $f_{BS,1}$ 、 $f_{MT,1}^{(n)}$ 满足 $f_{BS,1} = f_{BS,1} + (l-1)B$ 、 $f_{MT,1}^{(n)} = f_{MT,1}^{(n)} + (l-1)B$ 。

[0853] 此处,载波频率是通过模拟以及数字区域中的所有频率变换处理来决定的等效的频率。在将基站以及终端中的载波信号(无调制信号)的初始相位分别设为 ϕ_{BS} 、 ϕ_{MT} 时,子带 1 中的基站以及终端的等效载波信号的复数表述分别成为 $\exp\{j(2\pi f_{BS,1}t + \phi_{BS})\}$ 、 $\exp\{j(2\pi f_{MT,1}^{(n)}t + \phi_{MT})\}$ 。

[0854] 另外,在通常的无线机中频率振荡器是一个,通过数字部的频率变换来进行由于子带引起的频率的差异。在该情况下,可以进行设定使得在某个时刻 $t = 0$ 在不同的子带 1 中使等效载波信号具有相同的相位 ϕ_{BS} 。

[0855] 设为在控制开始时 ($n = 0$) 已经得到 $f_{BS,1} - f_{MT,1}^{(0)}$ 比衰落的相干频带充分小的状态(例如 $|f_{BS,1} - f_{MT,1}^{(0)}| \ll 100\text{Hz}$)。这可以通过以往的频率引入技术等来实现。公开在该环境中将基站与终端的载波频率误差设为 1Hz 以下的高精度载波频率控制方法。

[0856] 在本实施方式中,在 OFDMA 中在多个子带中进行信道测定,通过以下方案高精度地进行载波频率控制。

[0857] [OFDMA 用载波频率控制方法]

[0858] (31-1) 设为 $n = 0$ 、 $f_{MT,1}^{(0)} = f_{MT}$, 确定 $t = t_0, t_1, \dots, t_N$ 。

[0859] (31-2) 在时刻 t_N 的上行链路中,终端在 L 子带中用载波信号 $\exp\{j(2\pi f_{MT,1}^{(n)} t + \phi_{MT})\}$ 对导频信号 $s_1(p)$ ($1 = 1, \dots, L$) 分别进行增频变换而开始发送,在基站中通过用载波信号 $\exp\{j(2\pi f_{BS,1} t + \phi_{BS})\}$ 进行降频变换后的接收信号与信号 $s_1(p)$ 的相关检测,得到信道测定值 $a_{UL,1}^{(n)}$ 。

[0860] (31-3) 在时刻 $t_N + \Delta t$ 的下行链路中,基站用载波信号 $\exp\{j(2\pi f_{BS,1} t + \phi_{BS})\}$ 对导频信号 $d_1(p)$ ($1 = 1, \dots, L$) 分别进行增频变换而开始发送,终端通过用载波信号 $\exp\{j(2\pi f_{MT,1}^{(n)} t + \phi_{MT})\}$ 进行降频变换后的接收信号与信号 $d_1(p)$ 的相关检测,得到信道测定值 $a_{DL,1}^{(n)}$ 。

[0861] (31-4) 基站将 $a_{UL,1}^{(n)}$ ($1 = 1, \dots, L$) 通知给终端,终端计算 $r_1^{(n)} = a_{DL,1}^{(n)} / a_{UL,1}^{(n)}$ 。

[0862] (31-5) 终端根据 $r_1^{(i)}$ ($1 = 1, \dots, L; i = 0, \dots, n$) 计算出载波频率偏移 $\Delta f^{(n)} = f_{MT,1}^{(n)} - f_{BS,1}$ 的推定值 $\Delta f^{(n)'}$, 将载波频率变更成 $f_{MT,1}^{(n+1)} = f_{MT,1}^{(n)} - \Delta f^{(n)'}$ ($1 = 1, \dots, L$)。在后面示出具体 $\Delta f^{(n)'}$ 的计算方法。

[0863] (31-6) 在 $n < N$ 的情况下,使 n 增加 1 并返回到步骤 (31-2),在 $n = N$ 的情况下设为 $f_{MT,1}^{(last)} = f_{MT,1}^{(N+1)}$ 而结束。

[0864] 以下,详细说明步骤 (31-2) 以及 (31-3)。在步骤 (31-2) 以及 (31-3) 中,以在 OFDMA 的一个子带内的 q_0 副载波分别发送 p_0 时间符号的导频信号,在时频域中通过平均化进行相关检测。此时,通过下式 (64) 提供上下链路中的信道测定值 $a_{UL,1}^{(n)}$ 、 $a_{DL,1}^{(n)}$ 。

$$[0865] \quad a_{UL,1}^{(n)} \approx \left\{ \frac{1}{q_0} \sum_{q=1}^{q_0} \sqrt{P_s} h_{UL}(f_{MT,1}^{(n)} + (q-1)f_{sc}, t_n) \right\} \cdot \xi_{UL} \cdot \exp\{j(2\pi \Delta f^{(n)} t_n + \Delta \phi)\} + z'_{BS} \quad \dots(64)$$

$$[0866] \quad a_{DL,1}^{(n)} \approx \left\{ \frac{1}{q_0} \sum_{q=1}^{q_0} \sqrt{P_s} h_{DL}(f_{MT,1}^{(n)} + (q-1)f_{sc}, t_n) \right\} \cdot \xi_{DL} \cdot \exp\{j(2\pi \Delta f^{(n)} t_n + \Delta \phi)\} + z'_{MT}$$

[0867] 此处, ξ_{UL} 、 ξ_{DL} 、 $\Delta \phi$ 是下式 (65)。

$$[0868] \quad \xi_{UL} = \frac{1}{p_0} \sum_{p=1}^{p_0} \exp(j2\pi \Delta f^{(n)} T_s p)$$

$$[0869] \quad \xi_{DL} = \xi_{UL} \exp(-j2\pi \Delta f^{(n)} T_s (p_0+1)) \quad \dots(65)$$

$$[0870] \quad \Delta \phi = \phi_{MT} - \phi_{BS}$$

[0871] 另外, z'_{BS} 表示附随信道测定结果的基站中的噪声分量, z'_{MT} 表示附随信道测定结果的终端中的噪声分量, f_{sc} 表示副载波的频率间隔, $h_{UL}(f, t)$ 以及 $h_{DL}(f, t)$ 分别表示上下链路中的频率 f 时刻 t 下的测定传输路径增益。在基站具有噪声功率 $P_{BS,z}$ 、终端具有噪声功率 $P_{MT,z}$ 的环境中,成为 $E[|z'_{BS}|^2] = P_{BS,z}/(p_0 q_0)$ 、 $E[|z'_{MT}|^2] = P_{MT,z}/(p_0 q_0)$ 。因此,在传输路径可逆性成立的 TDD 方式中,在步骤 (31-4) 中通过下式 (66) 表示 $r_1^{(n)} = a_{DL,1}^{(n)} / a_{UL,1}^{(n)}$ 。

$$[0872] \quad r_1^{(n)} = \zeta_1^{(n)} \left(\frac{T_{MT,1} R_{MT,1}}{T_{BS,1} R_{BS,1}} \right)^{-1} e^{-j\{2\pi \Delta f^{(n)} (2t_n + \Delta t + T_s (p_0+1)) + 2\Delta \phi\}} \quad \dots(66)$$

$$[0873] \quad \zeta_1^{(n)} = \frac{1 + z_{BS}^{(n)} / \sqrt{\Gamma_{UL,1}^{(n)}}}{1 + z_{MT}^{(n)} / \sqrt{\Gamma_{DL,1}^{(n)}}}$$

[0874] 此处, $z_{BS}^{(n)}$ 、 $z_{MT}^{(n)}$ 都是依照分散 1 的复数高斯分布的概率变量, $T_{MT,1}$ 、 $R_{MT,1}$ 、 $T_{BS,1}$ 、 $R_{BS,1}$ 分别表示子带 1 中的模拟特性 T_{MT} 、 R_{MT} 、 T_{BS} 、 R_{BS} 。另外, $\Gamma_{UL,1}^{(n)}$ 、 $\Gamma_{DL,1}^{(n)}$ 分别表示上下链路中的子带 1 中的信道测定值中包含的传输路径测定功率与剩余噪声功率之比。关于模拟特性 $T_{MT,1}$ 、 $R_{MT,1}$ 、 $T_{BS,1}$ 、 $R_{BS,1}$, 由于 RF 路径长的影响, 相位根据频率而大致线性地变化。另一方面, 时间的变动极其缓慢, 此处, 在控制时间内将 $T_{MT,1}$ 、 $R_{MT,1}$ 、 $T_{BS,1}$ 、 $R_{BS,1}$ 作为恒定而进行处理。

[0875] 在步骤 (31-5) 中, 对使用 $r_1^{(i)}$ ($i = 1, \dots, L; i = 0, \dots, n$) 来推定频率偏移 $\Delta f^{(n)}$ ($n \neq 1$) 的方法进行说明。另外, 在 $n = 0$ 的情况下, 将推定值设为 $\Delta f^{(n)} = 0$, 以下处理 $n \neq 1$ 的情况。

[0876] 在时刻 t_i ($i = 0, \dots, n$), 在可变频率偏移 $\Delta f^{(i)}$ 下, 得到上下链路的信道测定值 $a_{DL,1}^{(i)}$ 、 $a_{UL,1}^{(i)}$ 。此处, 临时设想假设在所有时刻 t_i ($i = 0, \dots, n$) 始终是恒定的频率偏移 $\Delta f^{(i)}$ 的状态, 将假设状态下的上下链路的信道测定值定义成 $a'_{UL,1}^{i|n}$ 、 $a'_{DL,1}^{i|n}$ 。此时, 通过上式 (64), 关于 $r'_{1}^{(i|n)} \equiv a'_{DL,1}^{i|n} / a'_{UL,1}^{i|n}$, 下式 (67) 成立。

$$[0877] \quad r_1^{(i|n)} = \frac{a_{DL,1}^{(i)} \xi_{UL} \exp(-j2\pi(\Delta f^{(n)} - \Delta f^{(i)})(t_i + \Delta t) + T_s(p_0 + 1))}{a_{UL,1}^{(i)} \xi_{UL} \exp(j2\pi(\Delta f^{(n)} - \Delta f^{(i)})t_i)} \quad \dots(67)$$

$$[0878] \quad = \frac{a_{DL,1}^{(i)}}{a_{UL,1}^{(i)}} \exp\{-j2\pi(\Delta f^{(n)} - \Delta f^{(i)})(2t_i + \Delta t + T_s(p_0 + 1))\}$$

[0879] 此处, $r'_{1}^{(0|n)}$ 、 $r'_{1}^{(1|n)}$ 、 $\dots$ 、 $r'_{1}^{(n|n)}$ 是在一定的频率偏移 $\Delta f^{(n)}$ 下得到的值, 所以在推定频率偏移时, 使用下式 (68) 的关系。

$$[0880] \quad \frac{r_1^{(i|n)}}{r_1^{(i0)}} = \exp(-j2\pi\Delta f^{(n)} \cdot 2(t_i - t_0)) \cdot \frac{\zeta_1^{(i)}}{\zeta_1^{(i0)}} \quad \dots(68)$$

[0881] 此处, $\zeta_1^{(i)} / \zeta_1^{(i0)}$ 是根据噪声产生的误差要因, 在 $\Gamma_{UL,1}^{(0)}$ 、 $\Gamma_{DL,1}^{(0)}$ 、 $\Gamma_{UL,1}^{(i)}$ 、 $\Gamma_{DL,1}^{(i)}$ 高的情况下其分散小。

[0882] 为了高精度地推定频率偏移 $\Delta f^{(i)}$, 要求高精度地推定 $v^{(i)} = \exp(-j4\pi\Delta f^{(n)} \cdot (t_i - t_0))$ 或 $\angle v^{(i)}$ 。此处, $\angle x$ 表示在 $[-\pi, \pi)$ 的范围内返回复数 x 的相位的函数。因此, 在推定 $\angle v^{(i)}$ 时, 讨论以下方法。

[0883] [方法 A1] 根据固定的一个子带 ($l = 1$) 的 $r'_{1}^{(i|n)}$ 、 $r'_{1}^{(0|n)}$ 和下式 (69) 来进行推定。

$$[0884] \quad \angle v^{(i)} = \angle \left(\frac{r_1^{(i|n)}}{r_1^{(0|n)}} \right) \quad \dots(69)$$

[0885] [方法 A2] 选定信道状态良好的子带 1, 根据下式 (70) 来进行推定。

$$[0886] \quad \angle v^{(i)} = \angle \left(\frac{r_1^{(i|n)}}{r_1^{(0|n)}} \right) = \arg \max_l |a_{DL,l}^{(0)} a_{DL,l}^{(i)}| \quad \dots(70)$$

[0887] 此处, 针对每个时刻 t_i ($i = 1, \dots, n$), 选定 $|a_{DL,1}^{(0)} a_{DL,1}^{(i)}|$ 成为最大的子带 1。在上式 (68) 中, 即使针对每个时刻 t_i ($i = 1, \dots, n$) 选定不同的子带 1, 也可以没有问题地

进行 $\angle v^{(i)}$ 的推定。

[0888] [方法 A3] 使用下式 (71) 对 L 子带的 $\angle (r'_{-1}^{(i|n)}/r'_{-1}^{(0|n)})$ 进行加权加法运算。

$$[0889] \quad \angle v^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L w_l^{(i)} \cdot \angle \left(\frac{r_l^{(i|n)}}{r_l^{(0|n)}} \right) \quad \dots(71)$$

$$[0890] \quad w_l^{(i)} = |a_{DL,1}^{(0)} a_{DL,1}^{(i)}|$$

[0891] 在上式 (68) 中, 在 $|a_{DL,1}^{(0)}|$ 和 $|a_{DL,1}^{(i)}|$ 都是良好的测定值的情况下, 可以以良好的精度推定 $\angle v^{(i)}$ 。因此, 在 $|a_{DL,1}^{(0)}|$ 和 $|a_{DL,1}^{(i)}|$ 都大的情况下, 将提供高的评价值的 $|a_{DL,1}^{(0)} a_{DL,1}^{(i)}|$ 设为加权系数 $w_l^{(i)}$ 。

[0892] 在上述步骤 (31-5) 中, 在通过上述方法 A1 ~ A3 得到推定值 $\angle v'^{(i)}$ ($i = 0, \dots, n$) 时, 通过下式 (72) 计算宽范围且高精度的频率偏移推定值 $\Delta f'^{(i)}$ 。

$$[0893] \quad \Delta f^{(i)} = \frac{\angle v^{(i)}}{2\pi \cdot 2(t_i - t_0)} \quad \dots(72)$$

$$[0894] \quad \Delta f^{(i)} = \Delta f^{(i)} + \text{mods} \left(\frac{-\angle v^{(i)}}{2\pi \cdot 2(t_i - t_0)} - \Delta f^{(i-1)}, \frac{1}{2(t_i - t_0)} \right) \quad i = 2, \dots, n$$

[0895] 此处, $\text{mods}(x1, x2) = \text{mod}(x1+x2/2, x2) - x2/2$, $\text{mod}(x1, x2)$ 表示将 $x1$ 除以 $x2$ 而得到的余数。

[0896] 在本实施方式中, 在多个子带中进行信道测定, 对在良好的信道状态下得到的测定值给予高的可靠性, 从而高精度地推定 $\angle v^{(i)}$ 。或者, 使用信道状态良好的子带的信道测定值, 来高精度地推定 $\angle v^{(i)}$ 。其结果, 随着子带数 L 变多, 信道状态良好的子带的存在概率变高, 在衰落环境中也可以进行高精度的载波频率控制。另外, 与实施方式 27 ~ 29A 中示出的单载波传送的情况相比, 可以在衰落环境中进行高精度的载波频率校正。

[0897] 实施方式 32

[0898] 接下来, 对实施方式 32 进行说明。在本实施方式中, 说明如下方法: 在宽频带的 OFDMA/TDD 方式中进行了载波频率校正之后, 基站和终端进行使上下链路的传输路径测定结果在相位等级上一致的高精度载波相位控制。

[0899] 如果上下链路的传输路径测定值在相位等级上一致, 则终端可以使用下行链路信道测定值, 在上行链路中以在基站中成为特定的相位的形式进行信号发送。而且, 在多个中继终端以在基站中成为特定的相位的形式发送了上行链路信号时, 可以通过相干的信号发送来实现协同发送波束形成。这样, 在进行了适合的载波相位控制时, 可以通过协同发送波束形成来得到发送波束增益, 可以大幅降低发送功率。

[0900] 首先, 设想通过基站和终端的载波频率校正而变得完全一致 ($f_{MT} = f_{BS}$)、且可以理想地进行信道测定的环境, 来说明本实施方式中的载波相位控制的基本原理。

[0901] 到此为止, 将某频率作为对象而与图 1 等中示出的部分同样地, 在载波相位控制中对与子带 1 对应的终端的数字发送部乘以复数常数 u_1 , 从而校正相位。具体而言, 设为 $u_1 = 1$ 而取得上下链路的信道测定值 $a_{UL,1}$ 、 $a_{DL,1}$, 之后将校正系数决定成 $u_1 = a_{DL,1}/a_{UL,1}$ 。在应用了该校正系数时, 由基站测定的上行链路的信道测定值成为 $u_1 a_{UL,1} = a_{DL,1}$, 与下行链路的信道测定值一致。此时, 通过下式 (73) 来表示 $u_1 a_{UL,1}$ 、 $a_{DL,1}$ 。

$$[0902] \quad a_{UL,1} = T_{MT,1} \cdot g_{UL,1}(f, t) \cdot R_{BS,1} \cdot e^{j\Delta\phi}$$

[0903] $a_{DL,1} = T_{BS,1} \cdot g_{DL,1}^{(f,t)} \cdot R_{MT,1} \cdot e^{-j\Delta\phi} \dots (3)$

[0904] 此处, $g_{UL,1}^{(f,t)}$ 、 $g_{DL,1}^{(f,t)}$ 分别表示上行以及下行链路中的子带 1 中的实际传输路径系数。如果基于 TDD 方式中的传输路径可逆性 ($g_{UL,1}(f,t) = g_{DL,1}(f,t)$), 则一旦设定了校正系数 u_1 之后传输路径变化, 上下链路信道测定值也始终包含相位而一致 ($u_1 a_{UL,1} = a_{DL,1}$)。

[0905] 以上是基本原理, 在实际环境中需要考虑衰落以及噪声的影响、基站与终端的载波频率不是完全相同的点等。

[0906] 因此, 接下来公开可以在实际环境中利用的载波相位控制方法。在实际环境中, 基站载波频率 f_{BS} 与终端的载波频率 f_{MT} 不完全一致的环境较多, 但在 $|f_{MT} - f_{BS}|$ 小的情况下可以在限定的时间内将上下链路的信道测定值设为大致同相。例如, 在基站与终端之间 $|f_{MT} - f_{BS}|$ 是 0.1Hz 的情况下, 100ms 中的载波相位的相对变化是 3.6° , 在该时间内可以将上下链路的测定相位设为大致同相。

[0907] 以下, 公开为了实现这样的状态而使终端同时进行高精度的载波频率控制和载波相位控制的方法。

[0908] [OFDMA 用载波频率 / 相位控制]

[0909] (32-1) 执行实施方式 31 的载波频率控制方法中示出的步骤 (31-1)。

[0910] (32-1') 设为 $u_1^{(0)} = 1 (1 = 1, \dots, L)$ 。

[0911] (32-2) ~ (32-5) 执行实施方式 31 的载波频率控制方法中示出的步骤 (31-2) ~ (31-5)。

[0912] (32-5') 终端根据 $r_1^{(i)} (1 = 1, \dots, L; i = 1, \dots, n)$ 决定校正系数 $u_1^{(n+1)}$, 在第 1 个子带中对数字发送部乘以 $u_1^{(n+1)}$ 而发送所有信号 (导频信号、数据信号等)。

[0913] (32-6) 执行实施方式 31 的载波频率控制方法中示出的步骤 (31-6)。

[0914] 通过执行以上控制, 可以使上下链路的信道测定值中的相位高精度地一致。以下叙述步骤 (32-5') 的详细步骤。

[0915] 此处, 详细说明步骤 (32-5')。在上述步骤 (32-2) 以及 (32-3) 中, 在时刻 $t_i (i = 0, \dots, n)$ 存在频率偏移 $\Delta f_{MT,1}^{(i)}$, 在应用了校正系数 $u_1^{(i)}$ 的状态下测定上下链路信道 $a_{DL,1}^{(i)}$ 、 $a_{UL,1}^{(i)}$ (在 $a_{UL,1}^{(i)}$ 中包含 $u_1^{(i)}$)。此处, 在所有时刻 $t_i (i = 0, \dots, n)$ 假设频率偏移为 $\Delta f^{(n+1)}$ 和校正系数为 $u_1 = 1$ 的状态, 在将此时的时刻 t_i 下的上下链路的信道测定值分别设为 $a_{DL,1}^{(i|n+1)}$ 、 $a_{UL,1}^{(i|n+1)}$ 时, 关于 $r_1^{(i|n+1)} \equiv a_{DL,1}^{(i|n+1)} / a_{UL,1}^{(i|n+1)}$, 下式 (74) 的关系成立。

$$[0916] \quad r_1^{(i|n+1)} = \frac{a_{DL,1}^{(i)}}{a_{UL,1}^{(i)}} u_1^{(i)} \exp\{-j2\pi(\Delta f^{(n+1)} - \Delta f^{(i)})(2t_u + \Delta t + T_s(p_0 + 1))\} \dots (74)$$

[0917] 因此, 在步骤 (32-5') 中, 作为载波频率 $f_{MT,1}^{(n+1)}$ 下的校正系数 $u_1^{(n+1)} (1 = 0, \dots, L)$, 研究以下的计算方法。

[0918] [方法 B1] 使用时刻 t_n 下的测定值, 通过下式 (75) 决定校正系数。

$$[0919] \quad u_1^{(n+1)} = r_1^{(n|n+1)} \quad 1 = 0, \dots, L \quad \dots (75)$$

[0920] [方法 B2] 选定时刻 $t_0, t_1, \dots, t_n$ 下的测定值中的信道状态良好的时刻, 通过下式 (76) 决定校正系数。

$$[0921] \quad u_1^{(n+1)} = r_1^{(i|n+1)} \quad i = \operatorname{argmax}_i |a_{DL,1}^{(i)}| \dots (76)$$

[0922] 此处, i 是针对子带 $1 = 1, \dots, L$ 而分别选定的。

[0923] 在方法 B2 中通过选定衰落状态良好的时刻下的信道测定值,期待计算出高精度的校正系数。另外,通过在信道测定用子带中计算的校正系数和插值,决定所有副载波中的校正系数。

[0924] 另外,相对于在实施方式 31 的载波频率控制中使用了选定信道状态良好的子带的频率分集效应,在本实施方式的载波相位控制中使用了选定信道状态良好的时刻的时间分集效应。在实际环境中,由于载波频率偏移的影响,即使进行相位校正,随着时间经过也在上下链路的相位中产生差。因此,需要在适合的时刻 t_{n+1} ,更新相位校正。基本上随着处理次数 n 变大,载波频率偏移变小,可以保持同相状态的时间 $t_{n+1}-t_n$ 也变大。

[0925] 实施方式 33

[0926] 接下来,对实施方式 33 进行说明。在本实施方式中,叙述多个中继无线机进行载波频率校正、相位校正、协同发送波束形成的结构。

[0927] 此前,分别示出了在多个中继无线机间进行的载波频率校正、相位校正、协同发送波束形成,但在具有不同的载波频率的多个中继无线机进行协同发送波束形成时,根据以下步骤来进行。

[0928] (33-1) 进行多个中继无线机间的载波频率校正(步骤 S621)。

[0929] (33-2) 进行多个中继无线机间的载波相位校正(步骤 S622)。

[0930] (33-3) 进行多个中继无线机间的协同发送波束形成(步骤 S623)。

[0931] 图 62 示出上述各步骤的流程图。另外,作为步骤(33-1)有实施方式 27~29A、31 中示出的实现方案,作为步骤(33-2)有实施方式 32 等中示出的实现方案,作为步骤(33-3)有实施方式 23A、23B 等实现方案,但也可以是其它任意方案。

[0932] 这样,首先在中继无线机间确立载波频率同步,之后进行校正使得成为可以利用可逆性的相位,之后使用传输路径可逆性来进行协同发送波束形成,从而可以平滑地进行协同发送波束。另外,这样的控制步骤在现有技术中并未公开,而是在本实施方式中公开的步骤。

[0933] 实施方式 34

[0934] 接下来,对实施方式 34 进行说明。在此前示出的实施方式中为便于说明而使用“基站”、“终端”、“中继无线机”的语句进行了说明,但当然还适用于多个基站进行载波频率校正、相位校正、并进行协同发送波束的情况。

[0935] 在该情况下,作为特别的优点,在多个基站通过有线网络连接的情况下,可以经由有线网络来进行频率校正、载波相位校正中所需的传输测定值的通知。图 63 示出该关系。在该图中在基站 A 和基站 B 校正载波频率或相位时,针对基站 A→基站 B 以及基站 B→基站 A 的各路径进行传输测定,但通过有线网络作为数据而通知该测定值,从而可以抑制无线资源的消耗。其结果,具有可以以少的无线资源的消耗量使多个基站间的载波频率以及相位匹配的特另的优点。

[0936] 另外,在多个基站对终端进行协同发送波束形成时,经由有线网络向基站 A 以及 B 供给相同的信号。因此,在实施方式 23A、23B 示出的协同发送波束形成控制中,通过两次的无线传送进行了协同发送波束形成,但也可以构成为在从有线网络接受信号的供给之后通过一次的无线传送来进行协同发送波束形成。

[0937] 这样,在多个基站进行协同发送波束形成时,具有可以将测定传输路径信息经由

有线网络通知给其它基站的优点。另外,通过从有线网络向多个基站供给相同的信号,可以将进行协同发送波束形成时的无线传送设为一次。

[0938] 实施方式 35A

[0939] 接下来,对实施方式 35A 进行说明。本实施方式涉及在多个基站间进行信道测定而进行载波频率校正、相位校正时使用的无线资源。

[0940] 基站 A 和基站 B 通过针对基站 A → 基站 B 以及基站 B → 基站 A 的各路径进行传输测定,可以进行载波频率校正或相位校正,但此时需要相互发送导频信号。通常,在 TDD 方式中为了在多个基站间降低相互的干扰,而取得上行链路以及下行链路的时间同步,多个基站在相同时刻具有上下链路。在本实施方式中,公开了在这样的环境中平滑地进行多个基站间的载波频率校正以及相位控制的方法。

[0941] 图 64 示出本实施方式中的发送信道测定用导频信号的帧结构例。在该图中,基站 A、B 在相同的时间具有上行链路时隙、下行链路时隙,在下行链路时隙中针对基站 A → 基站 B 以及基站 B → 基站 A 的各路径进行传输测定。为了平滑地进行该传输测定,基站 A、B 在下行链路时隙内的不同的时间位置相互发送导频信号。另外,基站 A、B 为了进行信道测定,而在下行链路中设置不发送信号的某时间带。

[0942] 在图 64 的例子中,在基站 A 发送导频信号的时间位置,基站 B 停止信号发送,接收来自基站 A 的导频信号来进行其传输测定。另外,在基站 B 发送导频信号的时间上的位置,基站 A 停止信号发送,接收来自基站 B 的导频信号来进行其传输测定。这样,一个基站停止某时间位置处的下行链路信号,一个基站发送导频信号,从而可以相互使用下行链路时隙平滑地进行信道测定。另外,按照基站 A → B 以及 B → A 发送导频信号的時刻优选相近,如图 64 所示,优选为在连续的两个时间符号的一个中发送导频信号、在另一个中停止发送而进行传输测定的结构。

[0943] 另外,在本控制之前,事先通过控制信号来决定在基站 A 和基站 B 中根据什么样的信号格式来进行信道测定。为了进行该控制,预先规定几个信号格式,并从其中通过基站 A、B 间的控制来决定适合的格式。

[0944] 图 65 示出了信号格式以及控制信号结构的一个例子。在该图中,示出了成为主站的基站向其它基站通知本信号格式、其它基站按照被通知的信号格式来进行导频信号的发送以及信号停止时的控制信号。另外,既可以通过基站 A、B 间的有线系统网络来通知该控制信号,也可以通过无线系统通知该控制信号。

[0945] 另外,在进行该校准的帧中,通常的下行链路时隙成为不同的帧结构,所以将该帧结构作为控制信号在下行链路中通知给各终端。终端识别该下行链路帧,进行与其相称的动作。

[0946] 而且,作为追加的发明,优选当基站 A、B 如图 65 所示在某时间符号中停止发送的情况下,在本来存在数据符号的时间符号中停止。在该情况下,通过将下行链路时隙中的数据的时间符号数设为比本来的格式减少一个的简易的格式,不会对通常的控制信号造成影响,而可以使用校准用的帧格式。另外,在图 64 中作为一个例子示出了 OFDMA 的帧格式,但不限于多载波传送而可以在各种传送方式中使用同等的方案。

[0947] 另外,在此主要示出了基站间的信道测定用格式,但在多个无线机间也可以同样地事先交换与格式相关的控制信号,从而平滑地进行相互的信道测定。

[0948] 实施方式 35B

[0949] 接下来,对实施方式 35B 进行说明。在本实施方式中,公开了与在多个基站中进行载波频率校正以及相位校正的此前的实施方式不同的方法。在本实施方式中特征在于,使用 GPS(Global Positioning System,全球定位系统)使基站间的载波频率高精度地一致。另外,通过本结构,准备多个基站间的相干信号发送。

[0950] 图 66 示出本实施方式的基站以及终端的结构例,图 67 示出动作流程图的一个例子。图 66 所示的基站 100-1 ~ 100-n 采用相同的结构,具备 GPS 接收部 101、频率锁定部 102、振幅 / 相位控制部 103、下行信号发送部 104 以及上行导频信号接收部 105。另外,振幅 / 相位控制部 103 相当于校准部(执行校准的结构)。另外,终端 200 具备下行信号接收部 201 以及上行导频信号发送部 202。

[0951] 图 66 所示的各基站具备 GPS 接收功能,使用该功能来进行频率锁定。具体而言,在频率锁定部 102 中,通过自动频率引入等,检测 GPS 接收部 101 接收到的来自 GPS 的信号频率,通过使该频率倍增而用作信号发送时的载波频率。如果其它基站也使用 GPS 来同样地进行频率锁定,则各基站可以保有与来自 GPS 的信号相同的频率,可以容易地进行基站间的频率同步。

[0952] 在根据本方案确立了在基站间保有同一载波频率的状态之后,进行实施方式 32 等中示出的载波相位控制时,可以确立在多个基站间可利用传输路径可逆性的状态。另外,在具有同一载波频率的多个基站中使用传输路径可逆性的环境与无线机的多个天线中的校准在技术上没有任何变化。因此,按照与实施方式 1 等中示出的天线间的校准相同的方案,在基站间进行双向的传输路径测定,进行校正以使双向传输路径测定值的相位一致,从而可以构筑在基站间可利用传输路径可逆性的状态。

[0953] 这样,在基站间进行具有同一载波频率、并可以利用传输路径可逆性的相位控制时,可以进行实施方式 21、22、23、23B 等中示出的相干信号发送。作为具体的一个例子,终端对周边基站在上行链路中发送导频信号。使用 GPS 信号来维持同一载波频率并进行了相位控制的至少两个基站,根据使用了上行链路信号的传输路径系数来决定下行链路的发送权重。在该两个以上的基站以分别决定的发送权重发送了同一信号时,在终端中来自各基站的信号成为同相位而能够以强的功率进行接收。

[0954] 这样,在使用了 GPS 信号时,可以更容易地实现在多个基站间保有同一载波频率的状态。另外,多个基站可以使用具有该同一载波频率的状态和传输路径可逆性,相干地发送信号。这样,通过使用 GPS 信号,可以利用更简易的结构来实现使用了多个基站的相干通信。

[0955] 实施方式 35C

[0956] 接下来,对实施方式 35C 进行说明。在本实施方式中,对于在多个基站中进行载波频率校正以及相位校正的方法,示出与实施方式 35B 不同的方法。

[0957] 图 68 示出本实施方式的基站以及终端的结构例,图 69 示出动作流程的一个例子。图 68 所示的基站 100a-1 ~ 100a-n 采用相同的结构,与上述基站 100-1 ~ 100-n 同样地,具备 GPS 接收部 101、频率锁定部 102 以及振幅 / 相位控制部 103,而且,还具备下行帧发送部 106 以及上行控制信号接收部 107。另外,振幅 / 相位控制部 103 以及上行控制信号接收部 107 相当于校准部(执行校准的结构)。另外,终端 200a 具备同步检波部 203、合成部

204、相对相位信息测定部 205 以及上行控制信号发送部 206。

[0958] 图 68 所示的各基站与上述实施方式 35B 的基站同样地具备 GPS 接收功能,使用该功能来进行频率锁定。其它基站也使用 GPS 同样地进行频率锁定,所以在基站间处于频率同步状态。

[0959] 终端 200a 通过来自各基站的下行帧接收来进行同步检波。此处,在下行帧中包含导频信号,终端 200a 使用该导频信号,来测定相对相位信息。该相对相位信息是从例如终端 200a 自身具有的相位基准偏离的上述同步检波中的相位旋转量。

[0960] 然后,终端 200a 使测定的相对相位信息包含在向各基站的上行帧中,作为控制信号进行发送。各基站抽出来自终端 200a 的上行帧中包含的相对相位信息,控制当前发送帧的振幅/相位。关于该控制,在终端接收中进行控制使得包括其它基站在内而成为相位一致的状态、例如成为上述终端 200a 自身具有的相位基准。各基站根据来自终端 200a 的控制信息,调整振幅/相位而进行发送。

[0961] 这样,可以实现使终端不用具有高度的信道推定/合成单元而是简单地使用了多个基站的相干通信。

[0962] 实施方式 35D

[0963] 接下来,对实施方式 35D 进行说明。在实施方式 35B、35C 中叙述了在多个基站间保持同一载波频率的方法,但可以通过跟踪 GPS 信号的相位,在多个基站中保持相同的相位关系。通常,在多个基站使用了独立的振荡器时,发生独立的相位噪声。由于相位噪声根据时间而变化,所以成为相干信号发送中的误差要因。但是,在跟踪 GPS 的相位,并根据该相位进行相位加法控制等来决定来自基站的信号发送相位的情况下,所有基站具有与 GPS 信号相同的相位噪声。其结果,即使假设 GPS 信号具有相位噪声,由于各基站成为保有相同相位噪声的状态,所以也可以维持相干发送状态。这样,具有如下特别的优点:各基站进行 GPS 信号的相位跟踪,并灵活利用该相位,从而可以消除在基站具有独立的振荡器的情况下成为问题的独立的相位噪声的问题。

[0964] 实施方式 35E

[0965] 接下来,对实施方式 35E 进行说明。在本实施方式中,关于在多个基站中进行载波频率校正以及相位校正的方法,公开与实施方式 35B、35C 不同的方法。

[0966] 图 70 示出本实施方式的基站以及终端的结构例。图 70 所示的基站 100b-1 ~ 100b-n 采用了相同的结构,与上述基站 100-1 ~ 100-n 同样地,具备 GPS 接收部 101、频率锁定部 102 以及振幅/相位控制部 103,而且,还具备相位控制用帧发送部 108、数据用帧发送部 109、上行帧接收部 110 以及开关 111。另外,振幅/相位控制部 103 以及上行帧接收部 110 相当于校准部(执行校准的结构)。另外,终端 200b 与上述终端 200a 同样地具备同步检波部 203,而且还具备合成部 204b 以及上行帧发送部 207。

[0967] 本实施方式与实施方式 35B、35C 的差异点仅在于,代替基站的下行帧发送部而具有相位控制用帧发送部 108、代替上行控制信号接收部 107 而具有上行帧接收部 110、追加了数据用帧发送部 109 以及开关。终端 200b 以及各基站与实施方式 35B、35C 同样地进行动作,不同点在于,仅在第一帧中发送相位控制用帧,在第二帧以后发送数据用帧。

[0968] 相位控制用帧是例如具有包含较多的导频信号的帧结构的帧,数据用帧是具有例如没有导频信号或导频信号极少的帧结构的帧。在终端 200b 中使用相位控制用帧来执行

实施方式 35B、35C 中叙述的上行帧发送,接收到上行帧的基站使用该上行帧来执行振幅/相位控制。以后,基站仅传送数据用帧,终端极端地减少所对应的上行帧发送。

[0969] 这样,由于可以大幅减少下行链路的导频传送量以及上行链路量,所以可以提高系统传送效率。

[0970] 另外,在上述中仅在第一帧中发送了基站中的相位控制用帧,但也可以例如周期(100 帧一次)或非周期性地实施。

[0971] 另外,实施方式 35B、35C、35D 的“基站”、“终端”是说明信息简易表现,还可以通过调换“基站”和“终端”的语句而在多个基站、单一终端的情况中应用相同的方法。另外,GPS 只不过是意味着来自卫星的信号,可以是来自任意卫星的信号。另外,使用了上述 GPS 信号的实施方式在原理上不限于来自卫星的信号,也可以用地上的广播信号等覆盖宽范围的信号来代用。因此,在原理上不限于来自卫星的信号,可以使用在陆地上覆盖宽范围的信号来执行实施方式 35B、35C、35D、35E。

[0972] 实施方式 35F

[0973] 接下来,对实施方式 35F 进行说明。在本实施方式中,涉及在多个基站中进行载波频率校正的方法,示出了涉及使用 GPS 信号的实施方式 35B、35C、与通过基站间的传输路径测定来进行载波频率控制的实施方式 27、28、以及 29 等的分别使用的一个例子。

[0974] 在上述实施方式 27、28、29 中示出了通过基站间的传输路径测定而使基站间的载波频率高精度地一致的方法。另一方面,在实施方式 35B、35C 中示出了使用 GPS 信号的方法。

[0975] 作为这些分别使用的一个例子,有效的是如下结构:在能接收 GPS 的室外各基站使用来自 GPS 的信号来设定载波频率,在不能接收 GPS 的场所(城市部分、室内、地下等)中,根据实施方式 27、28、29 等中示出的基站间的双向传输路径测定,来进行载波频率控制。在该情况下,在能接收 GPS 的室外的基站中,不需要控制信号而可以使载波频率高精度地一致。另外,在不能接收 GPS 的基站中,可以通过与周边基站交换控制信号,使载波频率高精度地一致。

[0976] 而且,作为优选的结构,首先,室外的基站通过 GPS 信号来决定载波频率,决定了该载波频率的基站进行与不能接收 GPS 的基站的载波频率控制。在本方案中,即使是不能接收 GPS 的基站,也可以保持与能接收 GPS 的基站相同的载波频率。在实施方式 27、28、29 等示出的载波频率控制中,虽然可以在少数的基站间保持同一载波频率,但无法补偿与其它基站的载波频率的一致。与此相对,在不能接收 GPS 的基站以能接收 GPS 的基站的载波频率为基准而决定载波频率的情况下,可以使位于宽范围内的所有基站的载波频率相同。其结果,即使在不进行直接载波频率控制的基站间,也可以维持同一载波频率,成为在很多基站间进行相干发送等时有效的系统结构。

[0977] 这样,通过根据基站的位置来适应性地选定载波频率控制方法,能够以较少的控制信号量高效地使基站间的载波频率一致。更优选为,各基站将使用 GPS 得到的载波频率作为基准而进行载波频率控制,从而可以使位于宽范围内的很多基站间的载波频率相同。

[0978] 另外,在上述各实施方式中,记述了保持传输路径可逆性的校准方法、高精度的载波频率控制方法、以及多个无线机使用本技术相干地发送信号的情况,但还可以设为使用了这些技术的任意组合的结构。

[0979] 产业上的可利用性

[0980] 如上所述,本发明的校准方法适用于应用了 TDD 方式的无线通信系统,特别适合于无线通信装置执行简易且高精度的校准来实现高质量的通信的情况。

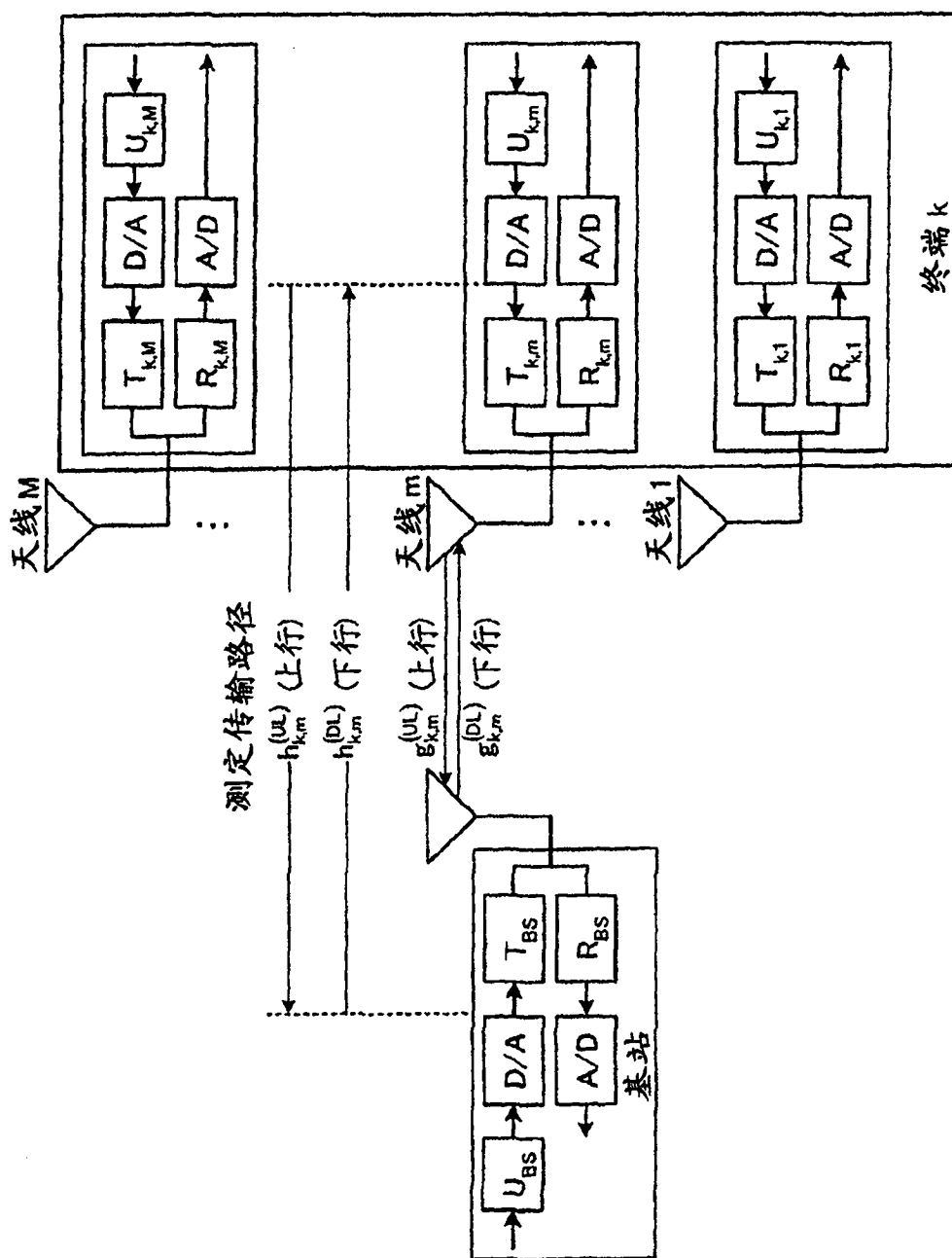


图 1

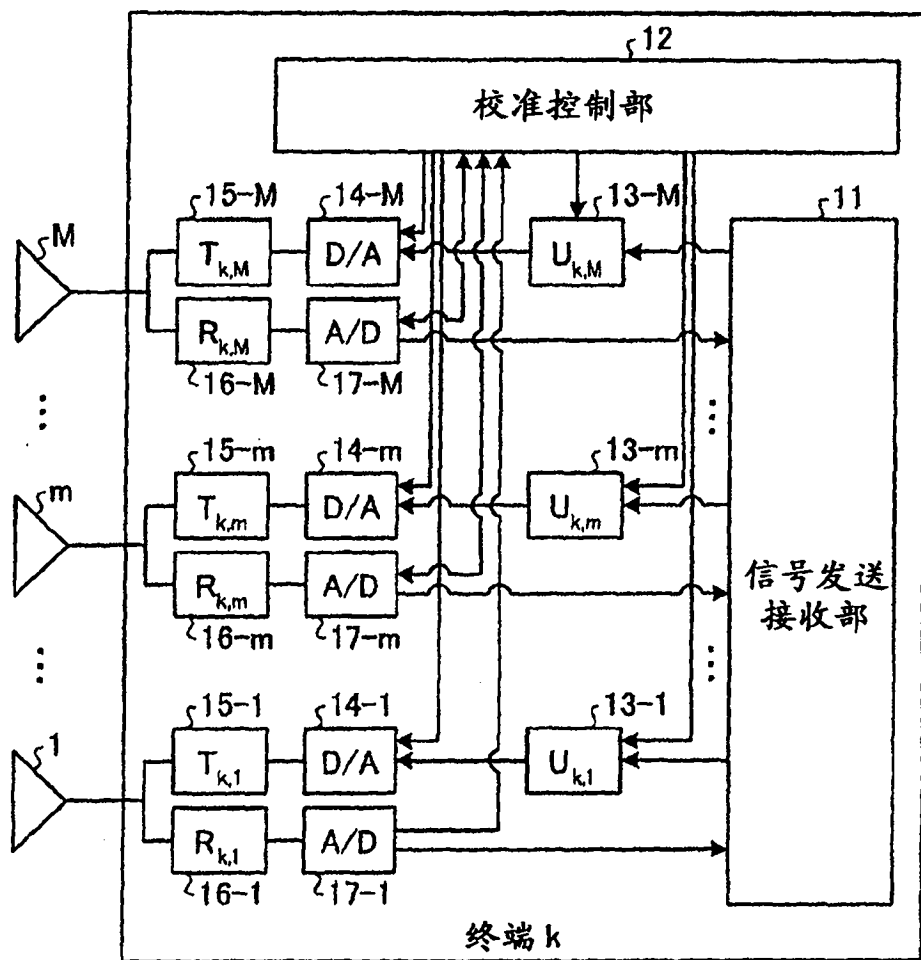


图 2

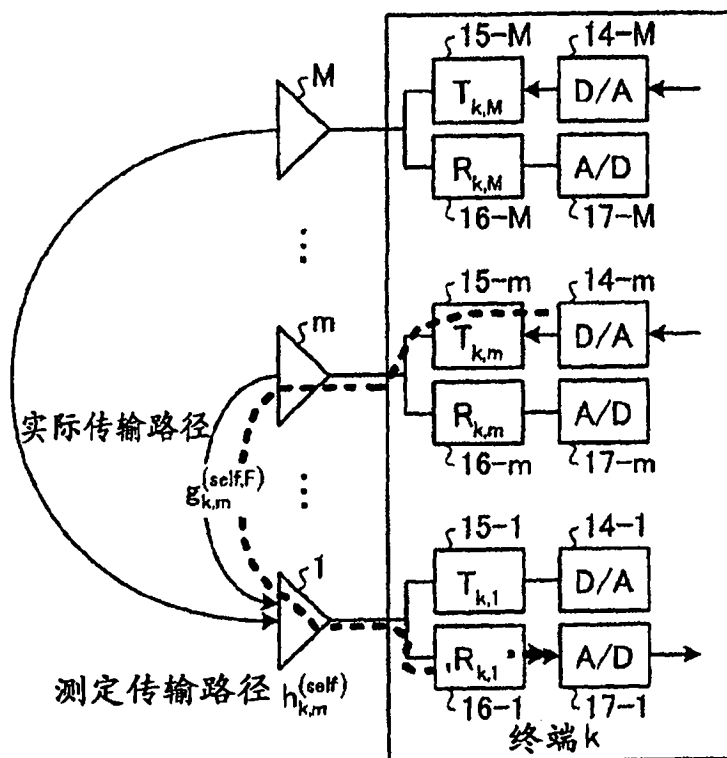


图 3-1

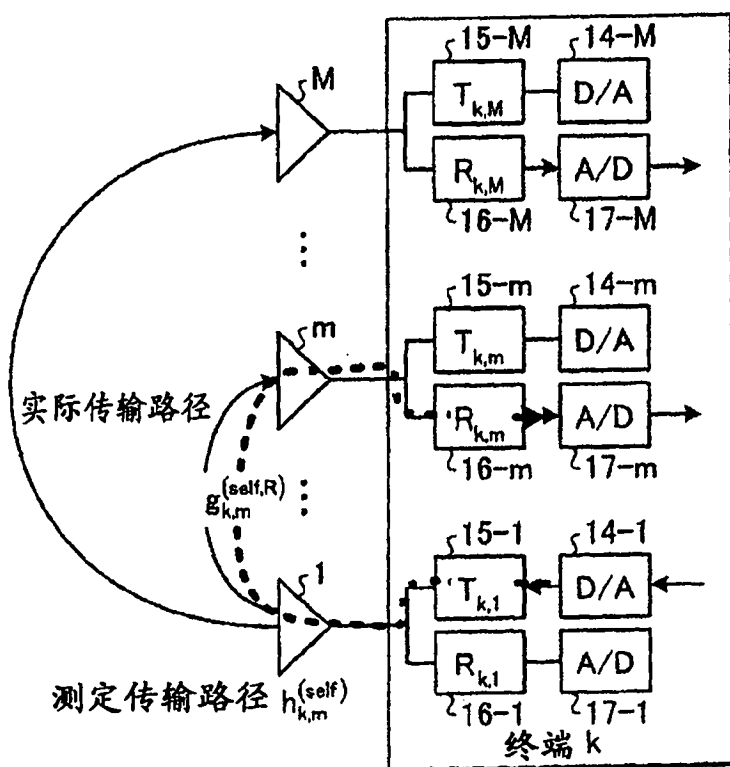


图 3-2

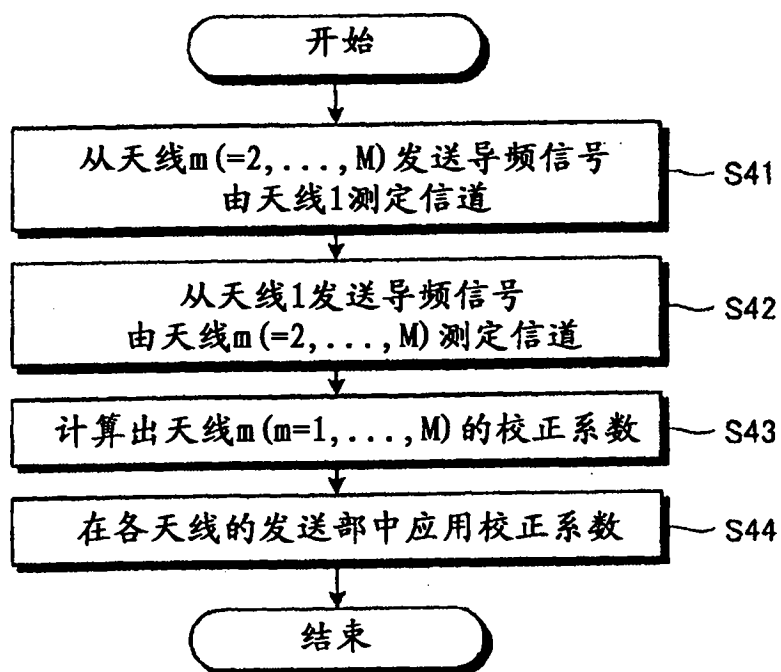


图 4

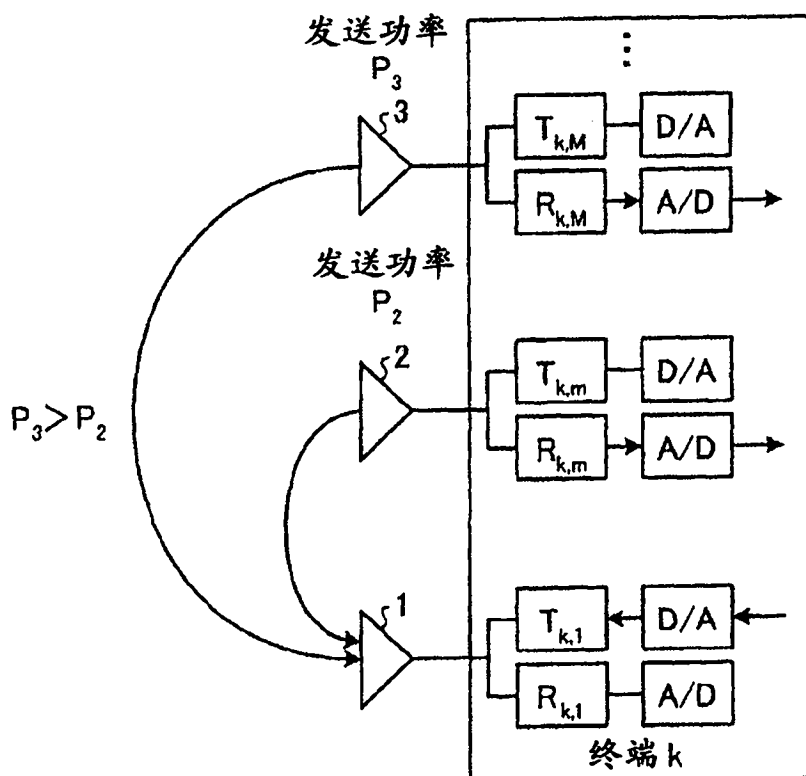


图 5

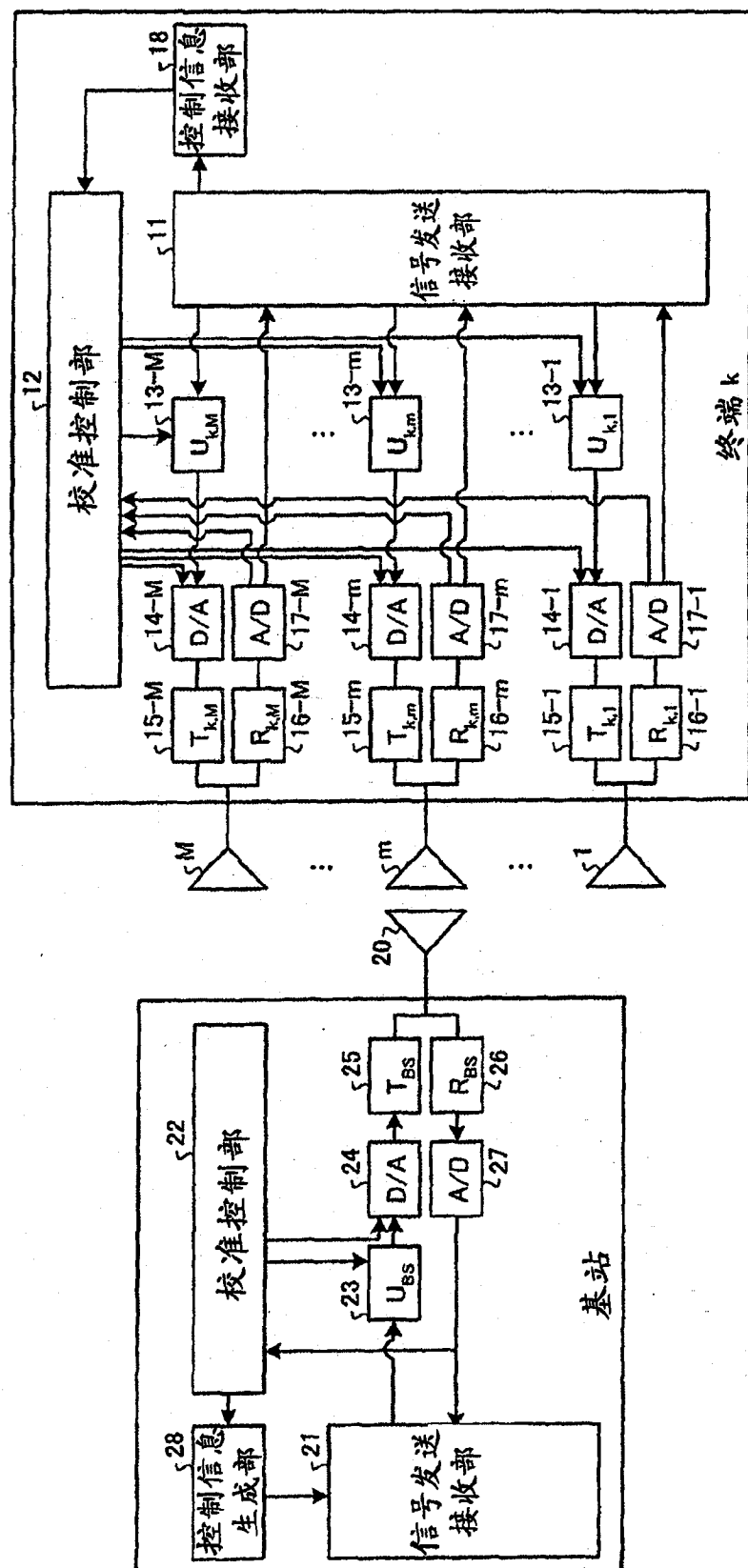


图 6

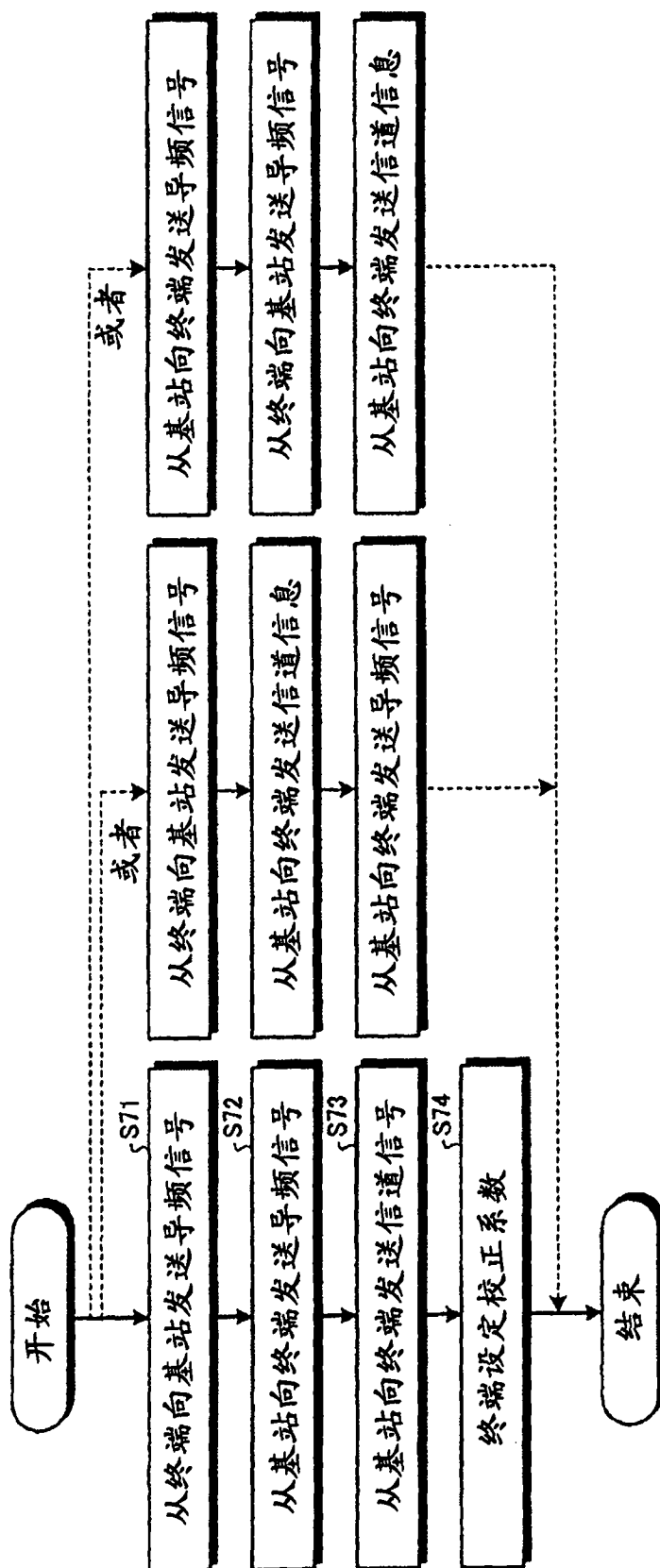


图 7

功率 (dBm)	控制信息比特
-200 ~ -199	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)
-199 ~ -198	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1)
-198 ~ -197	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0)
⋮	⋮
55 ~ 56	(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)

图 8

相位 $\theta(^{\circ})$	控制信息比特
$0 \sim 360/2^8$	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)
$360/2^8 \sim 2*360/2^8$	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1)
$2*360/2^8 \sim 3*360/2^8$	(0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0)
⋮	⋮
$(2^8-1)*360/2^8 \sim 360$	(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)

图 9

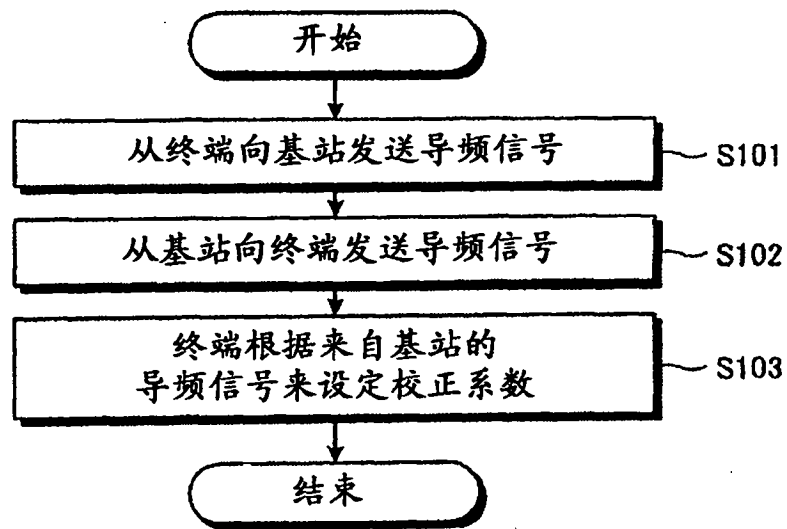


图 10



图 11-1

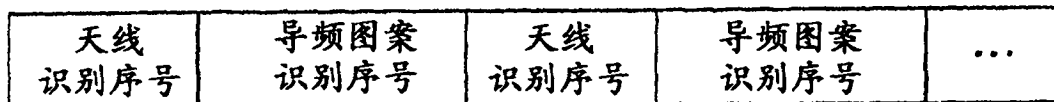


图 11-2

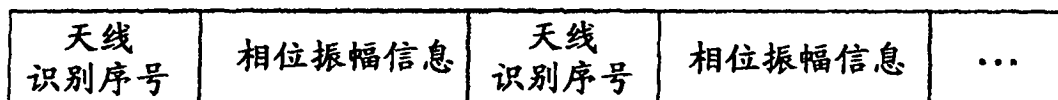


图 11-3

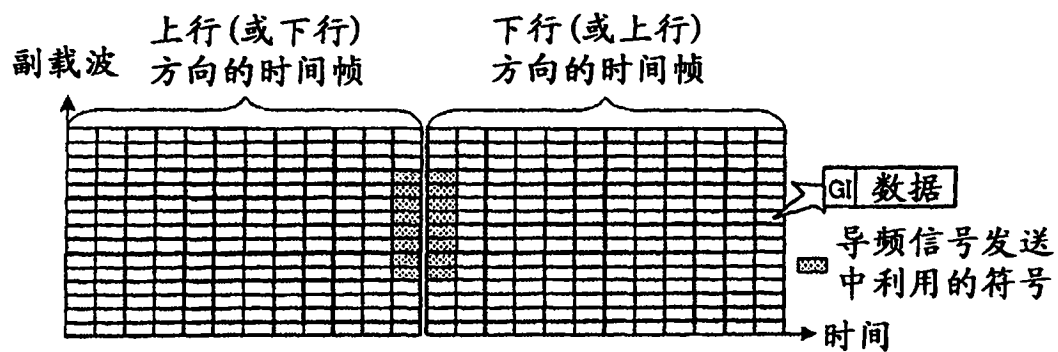


图 12-1

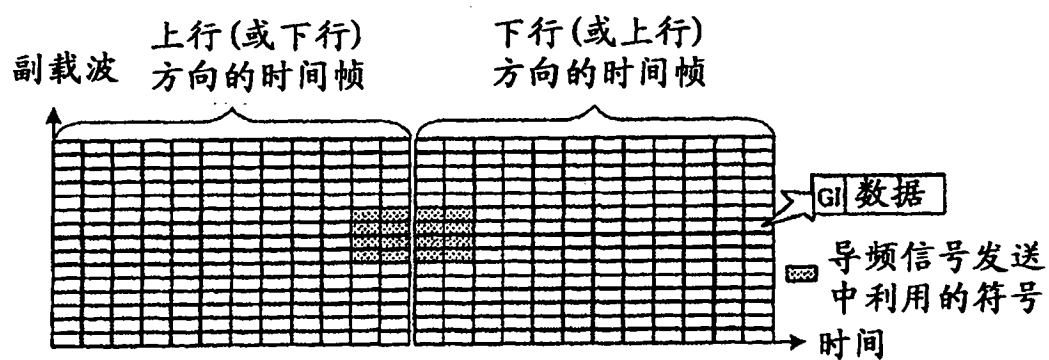


图 12-2

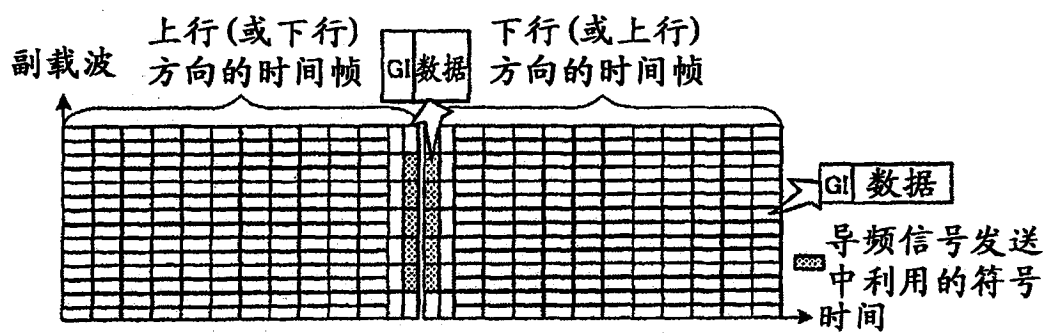


图 12-3

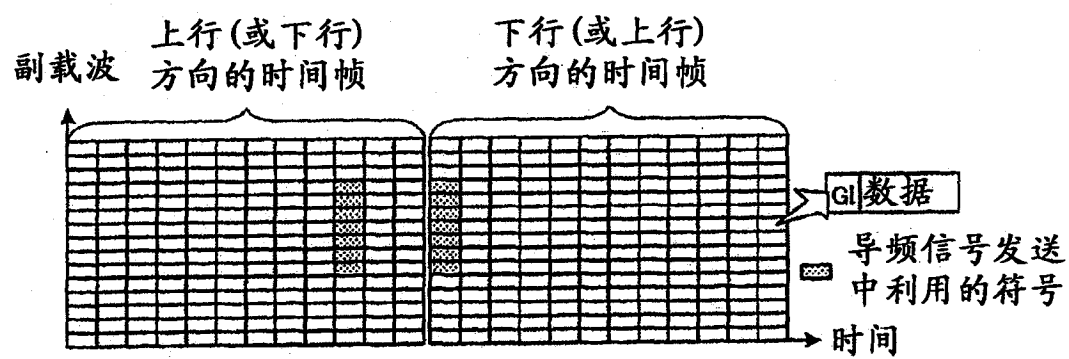


图 12-4

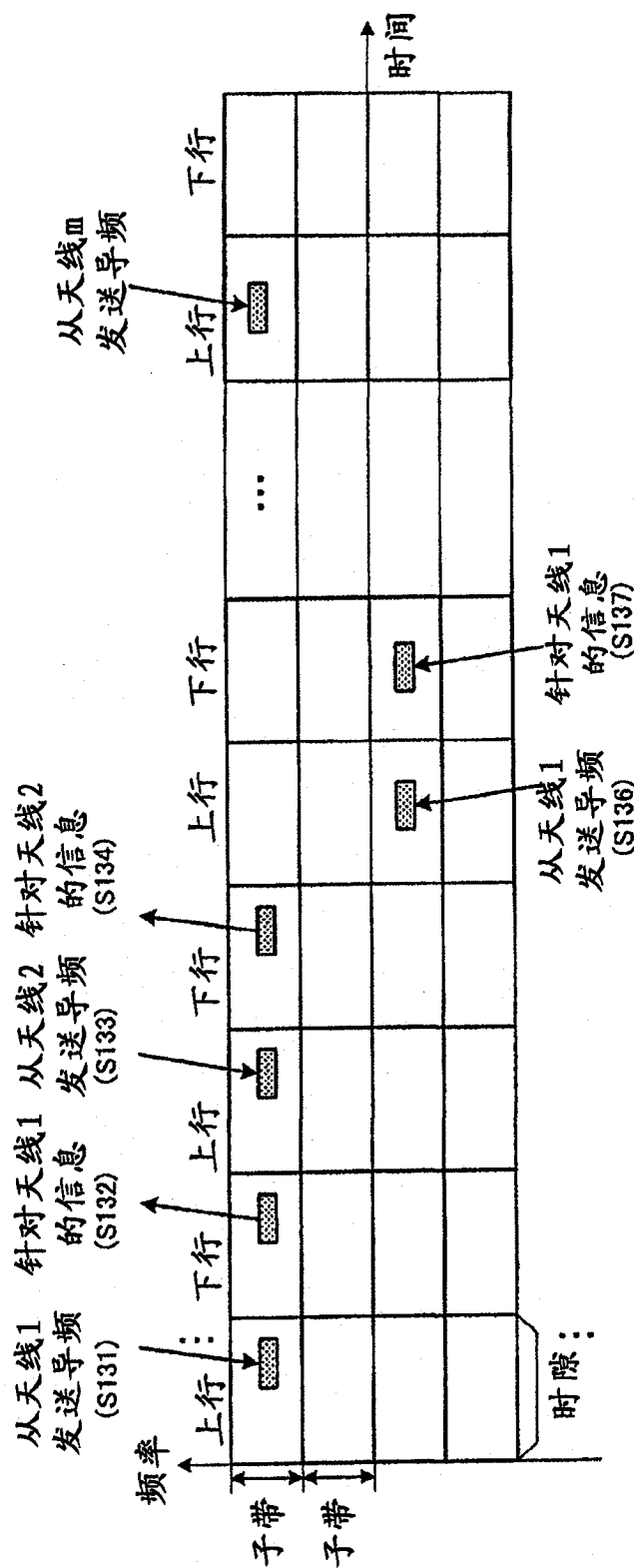


图 13

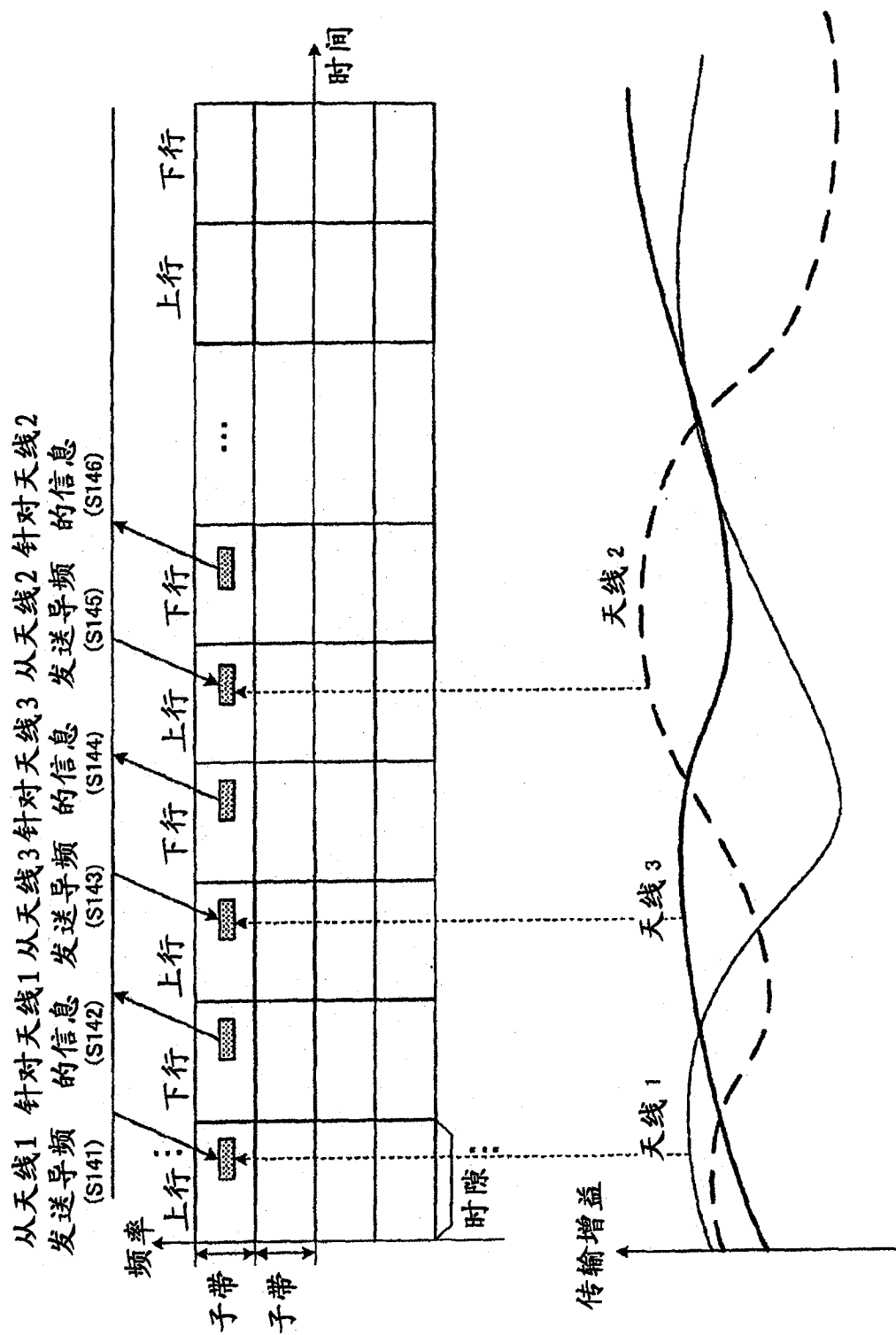


图 14

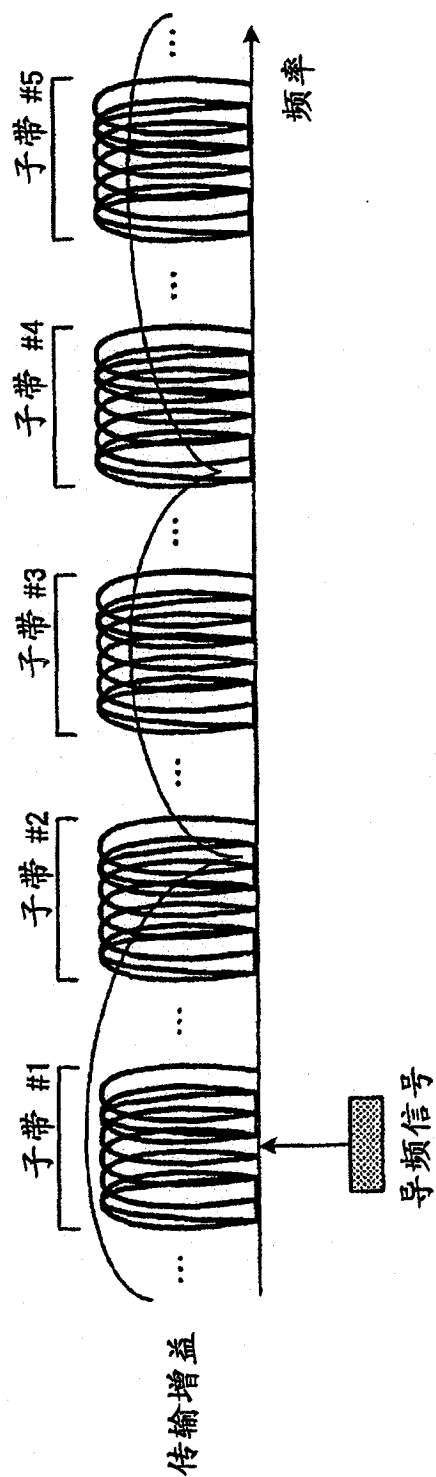


图 15

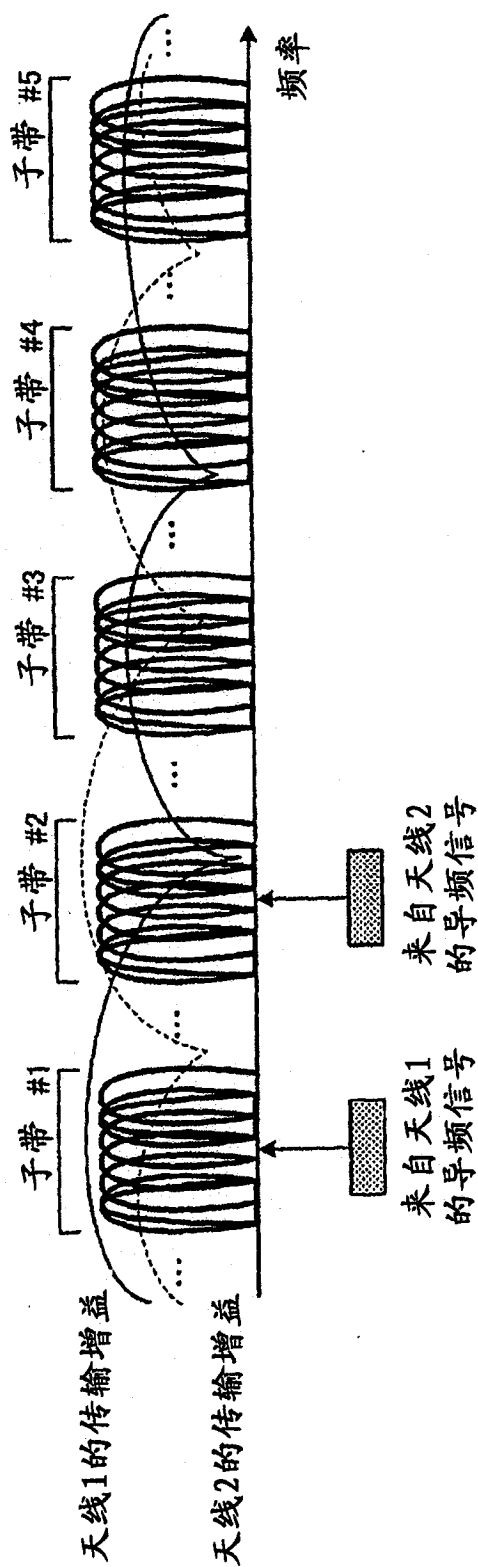


图 16

可利用子带数	子带 ID	子带 ID	...
--------	-------	-------	-----

图 17

发送导频 信号数 z

图 18-1

天线 识别序号	子带 ID	天线 识别序号	子带 ID	...
------------	-------	------------	-------	-----

图 18-2

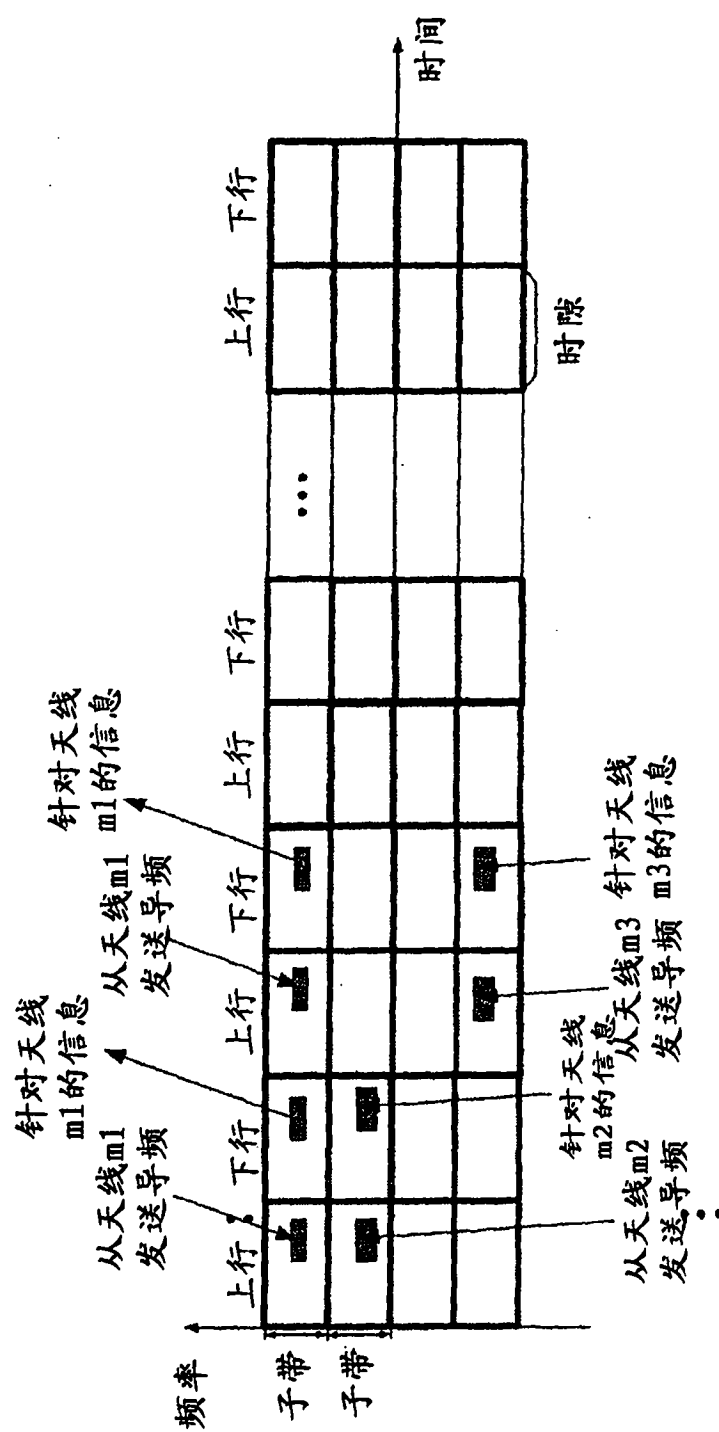


图 18-3

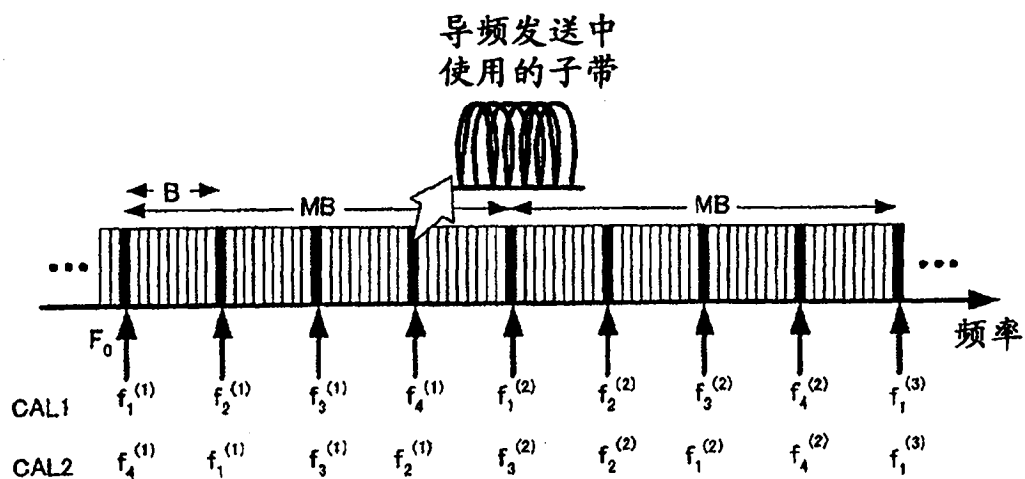


图 18-4

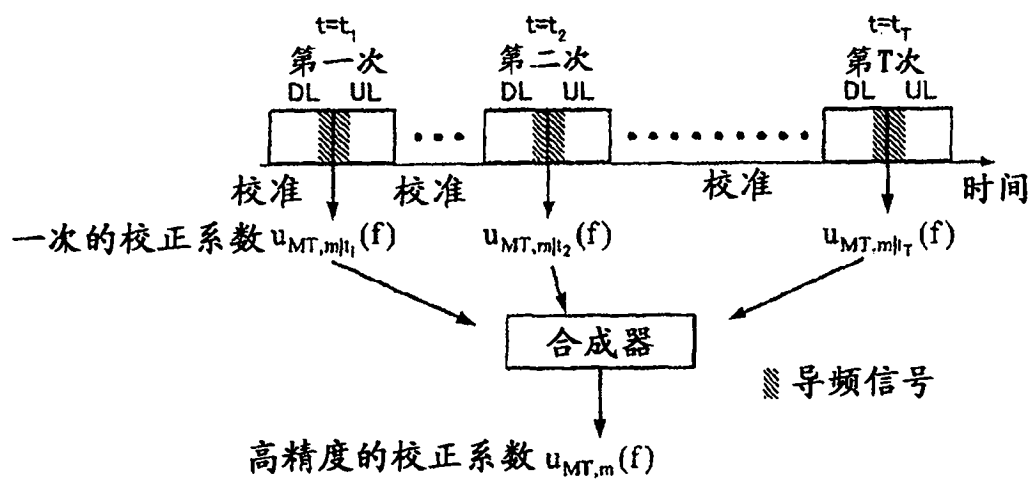


图 18-5

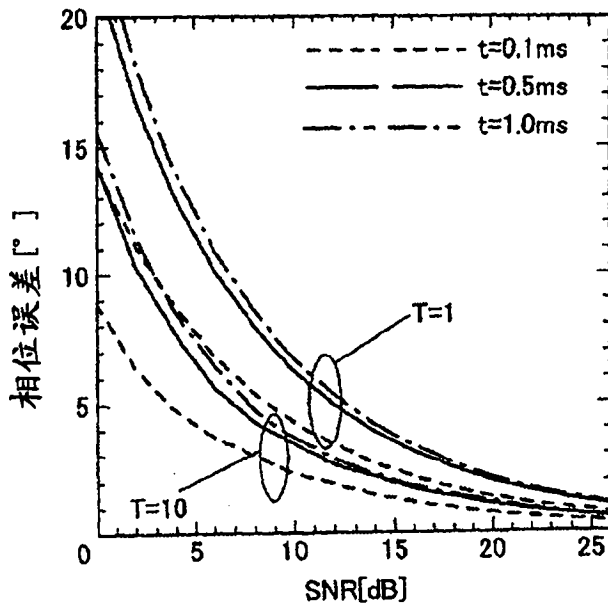


图 18-6

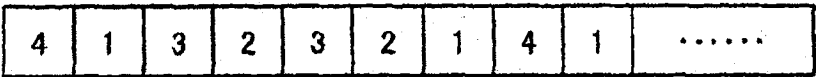


图 18-7

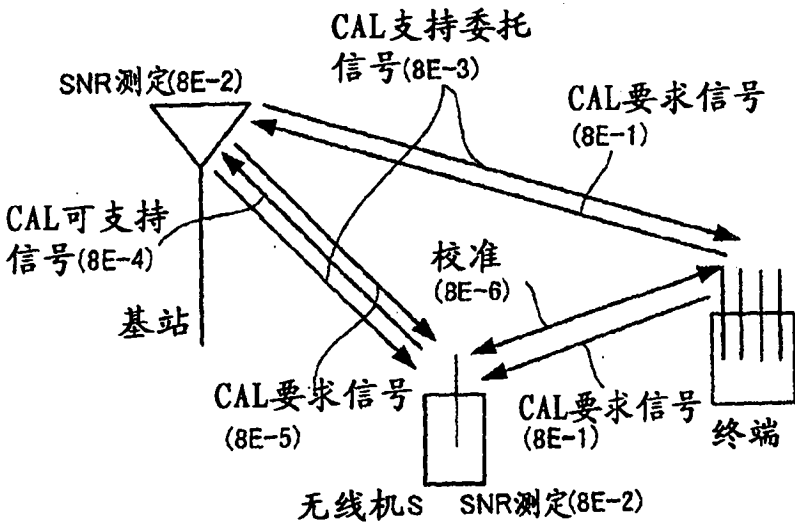


图 18-8

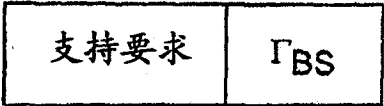


图 18-9



图 18-10

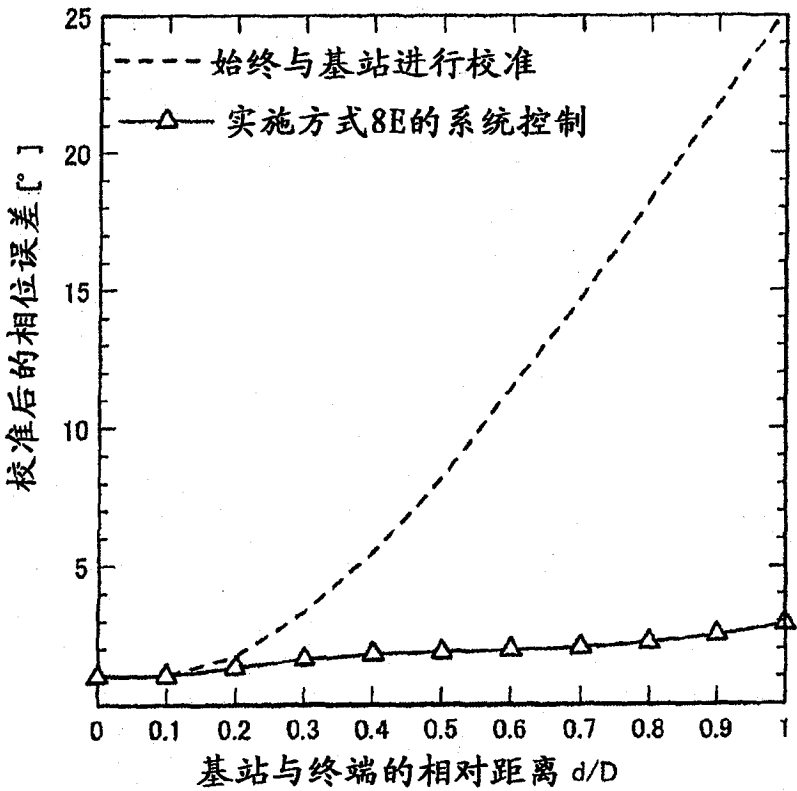


图 18-11

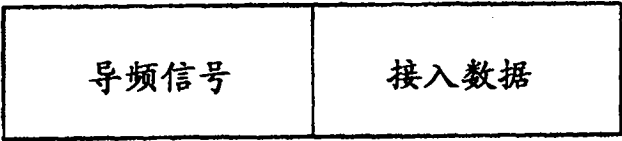


图 19

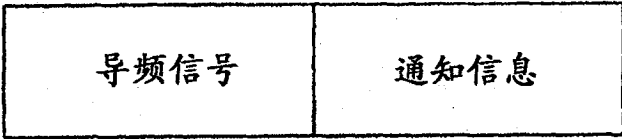


图 20

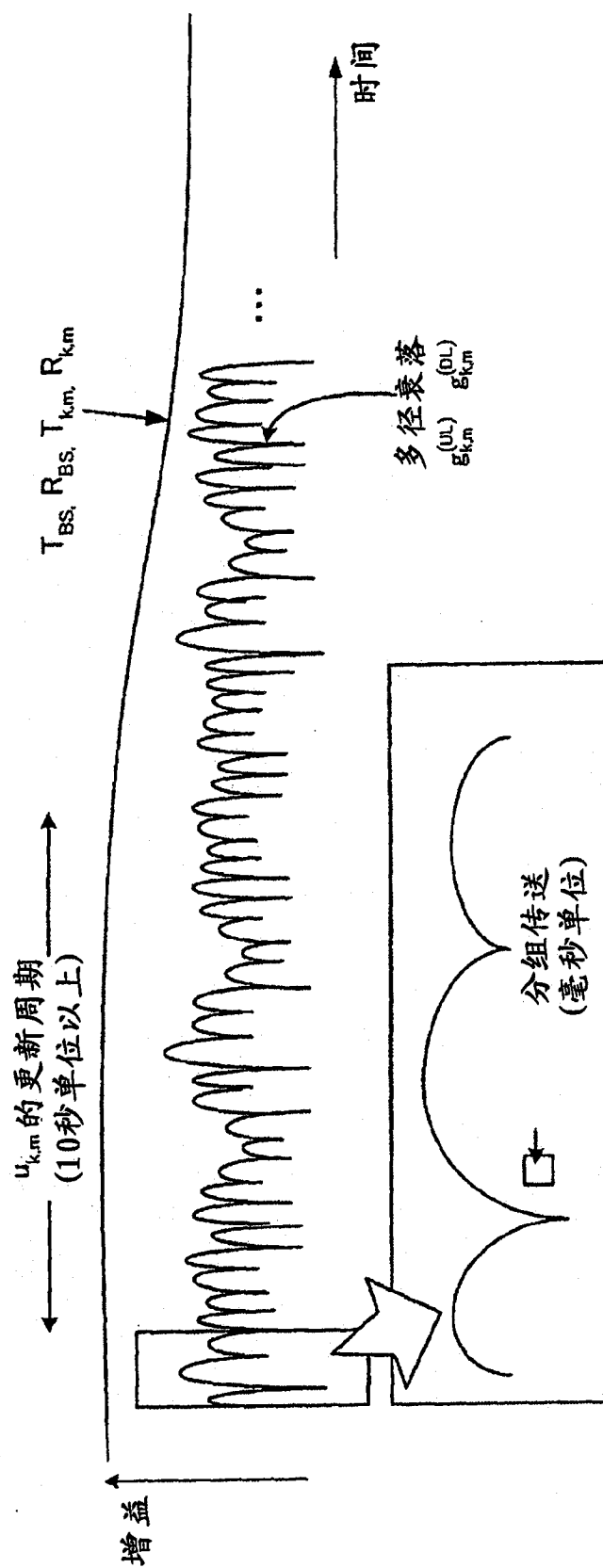


图 21

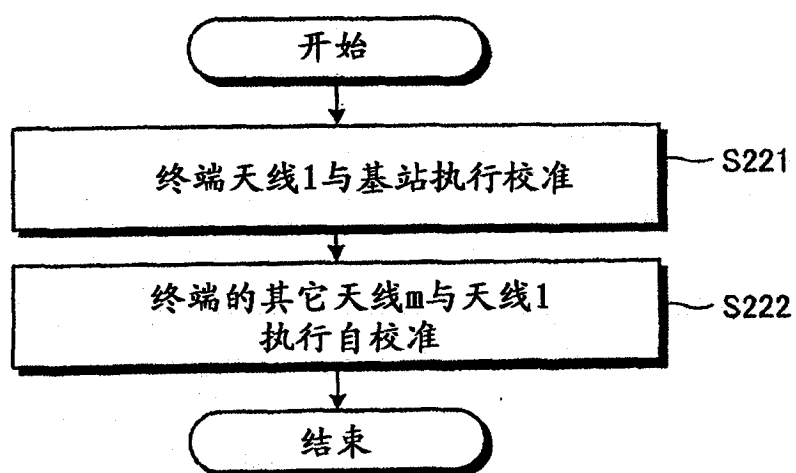


图 22

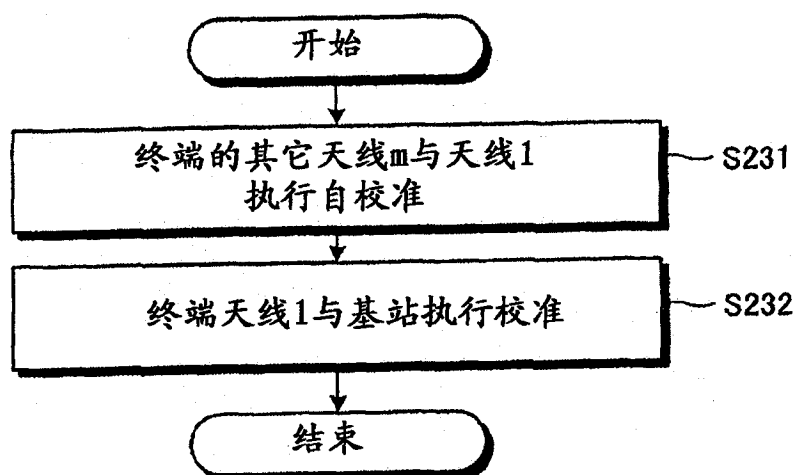


图 23

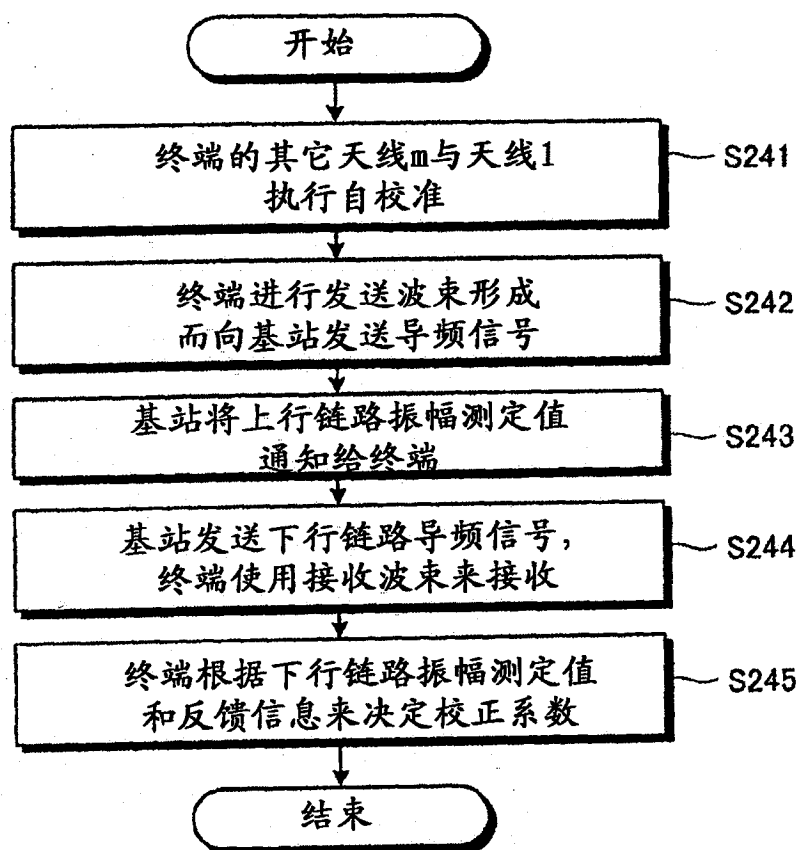


图 24

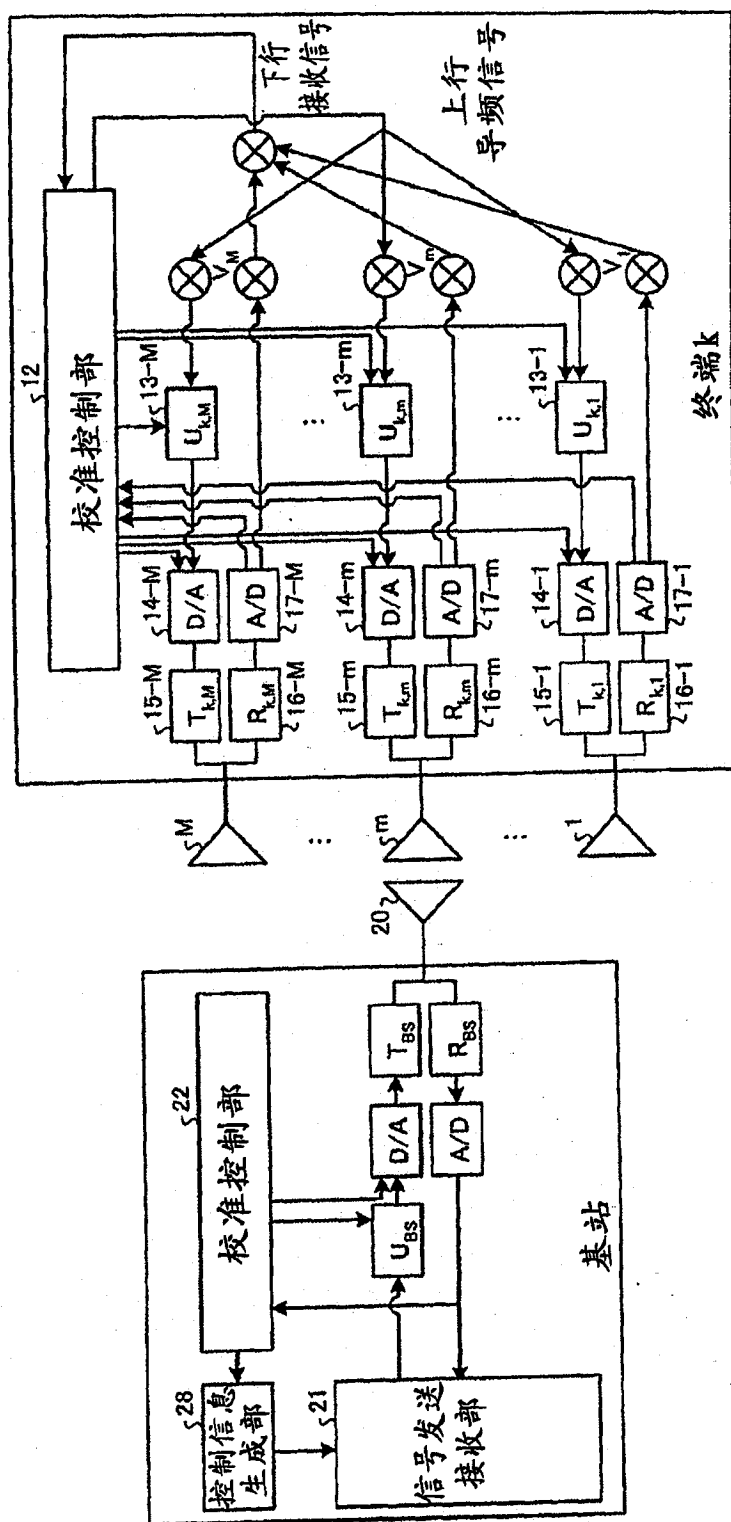


图 25

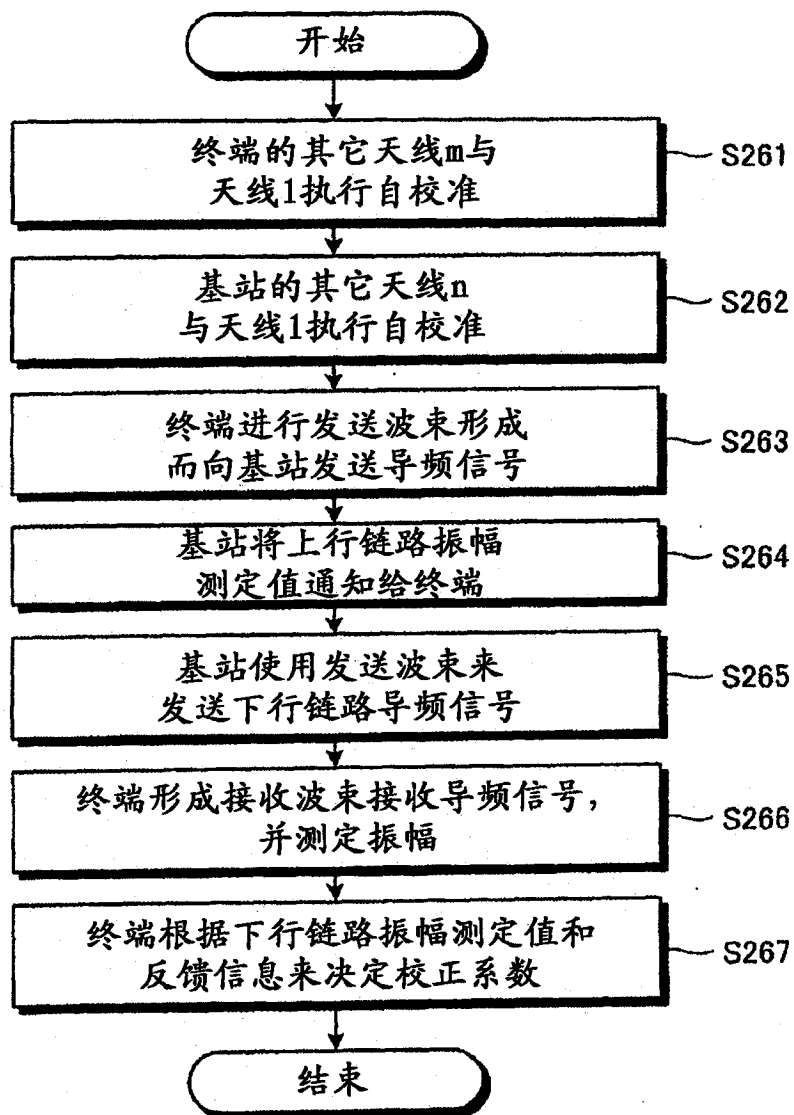


图 26

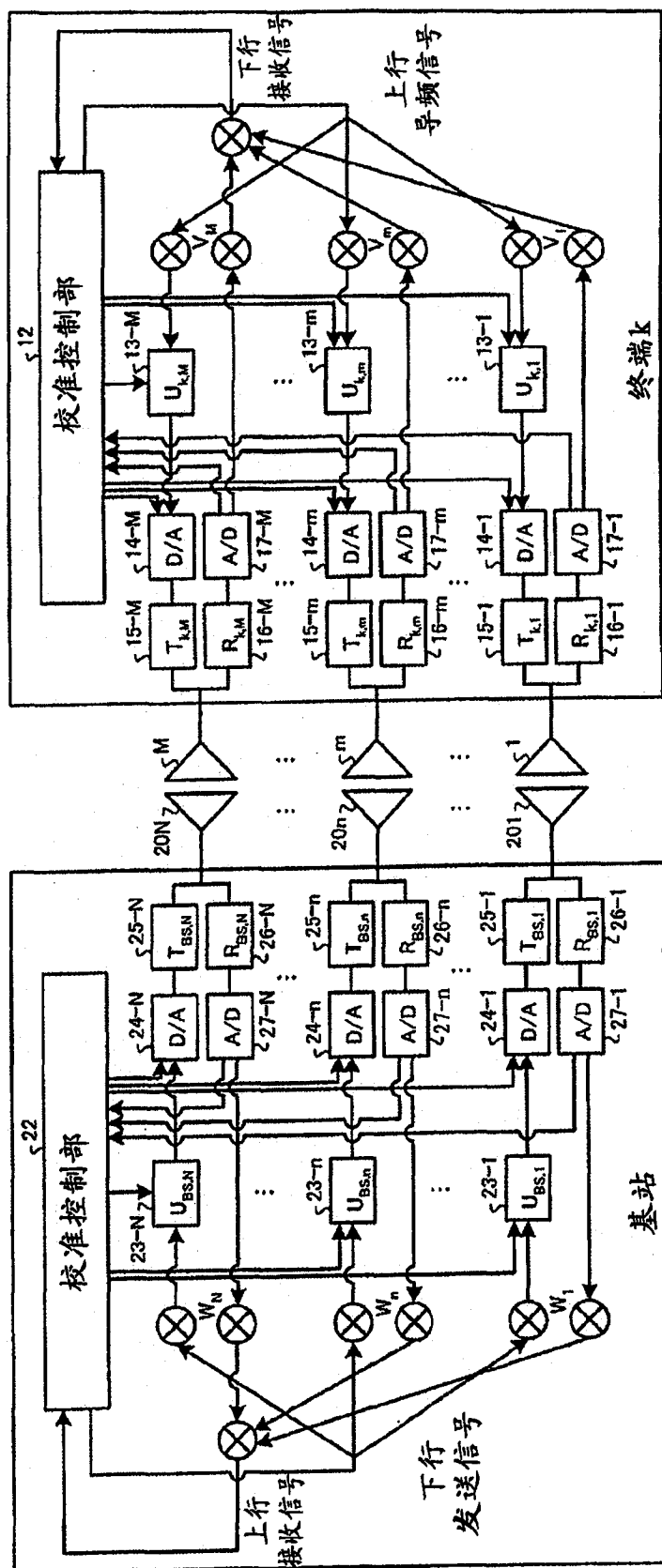


图 27

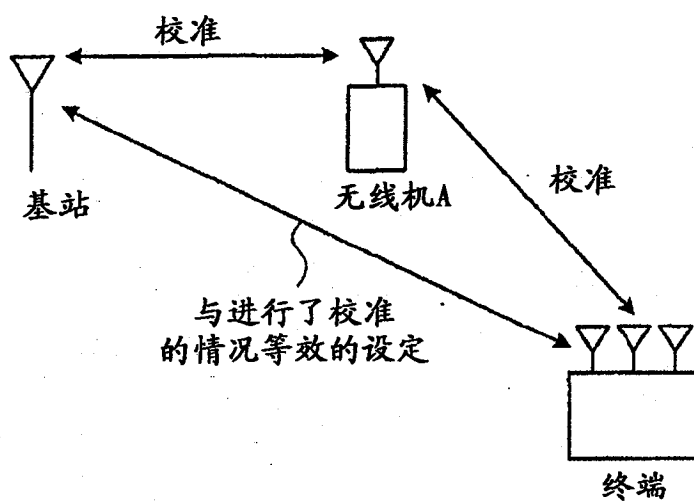


图 28

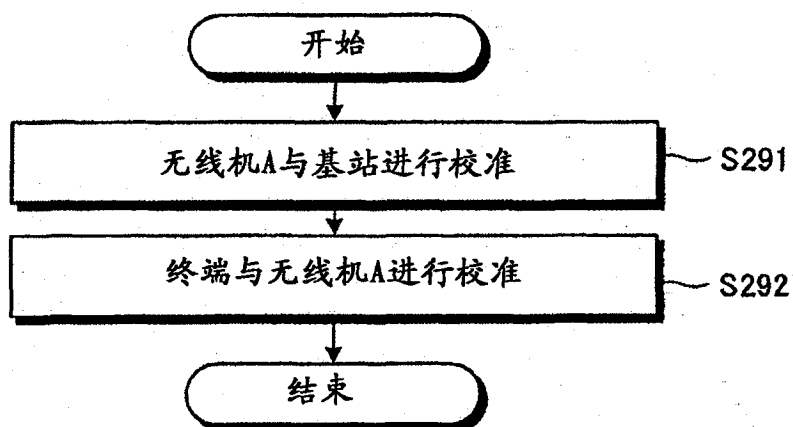


图 29

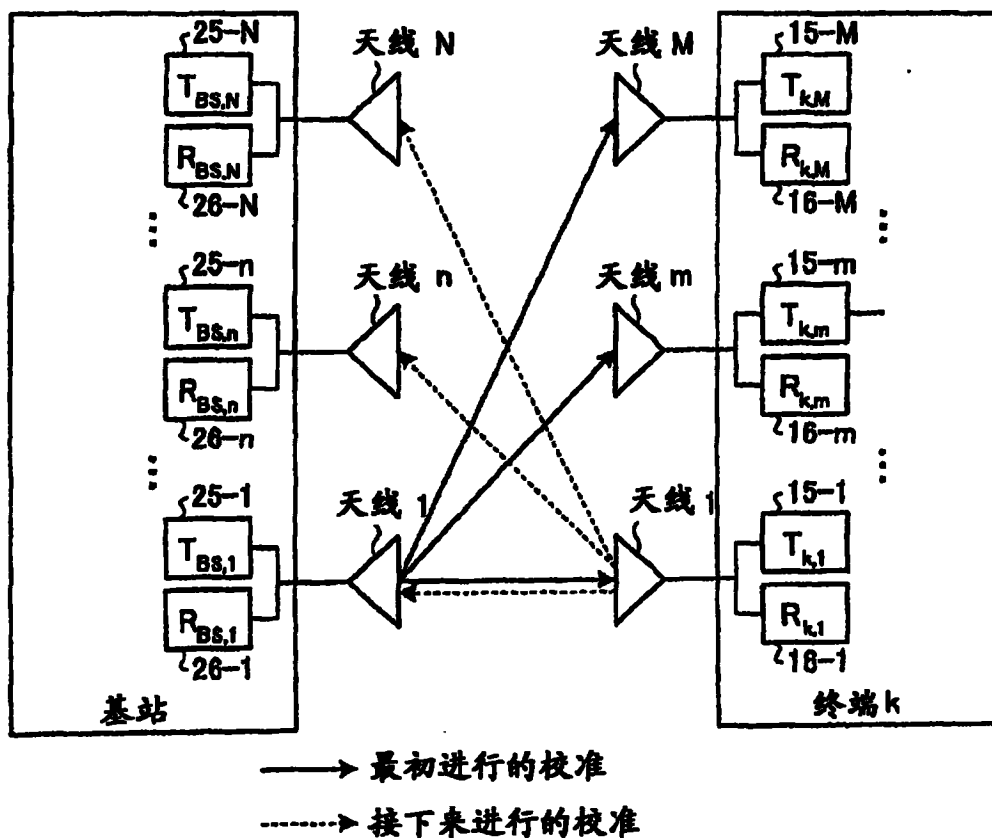


图 30

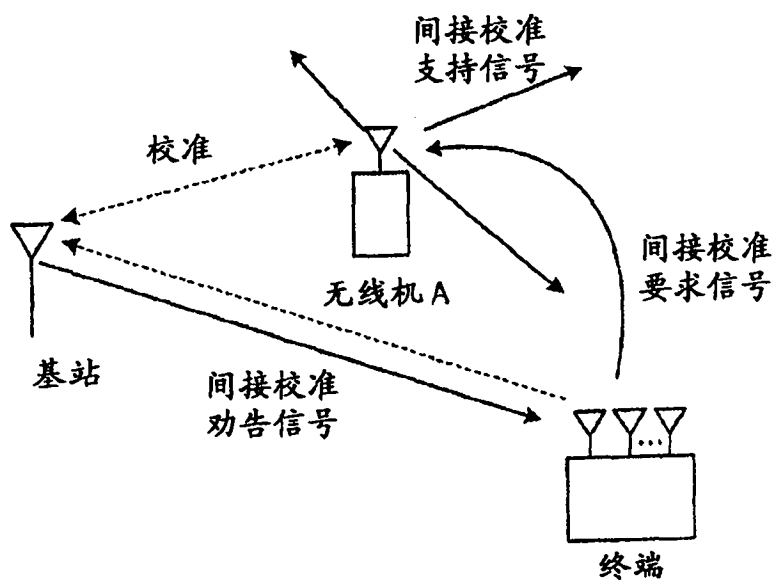


图 31

间接校准 支持比特	范畴 A	范畴 B
0: 不支持 1: 可以支持	0: 广义的可逆性 1: 狭义的可逆性	0: 仅相位校正 1: 相位振幅校正

图 32

校准对应机种	范畴 A	范畴 B
0: 不可能 1: 可能	0: 广义的可逆性 1: 狭义的可逆性	0: 仅相位校正 1: 相位振幅校正

图 33

终端ID	范畴 A	范畴 B
	0: 广义的可逆性 1: 狭义的可逆性	0: 仅相位校正 1: 相位振幅校正

图 34

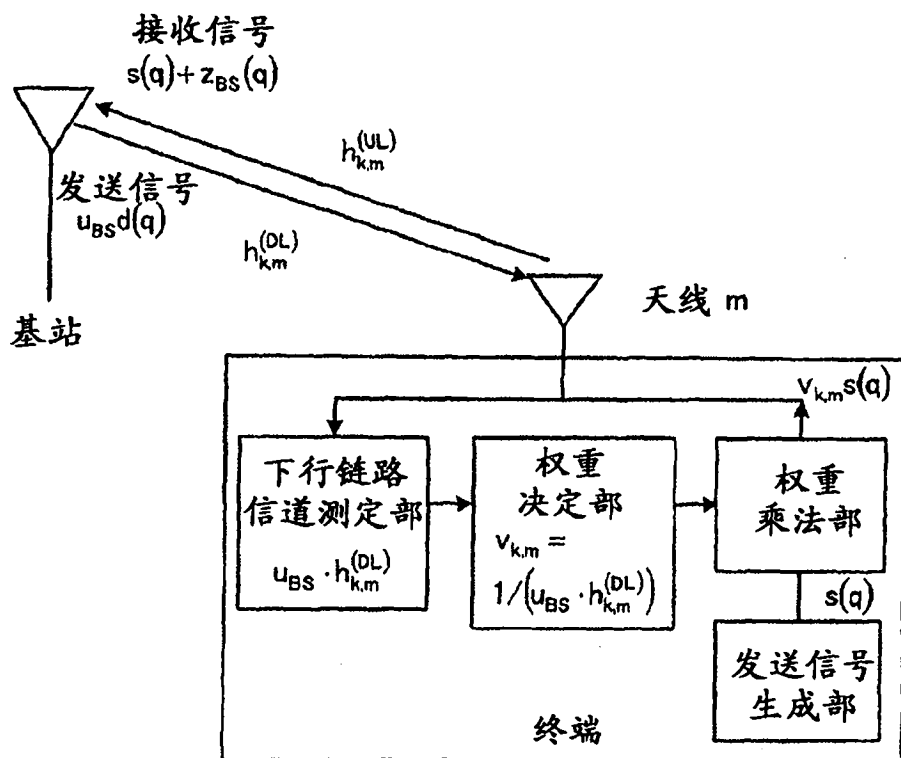


图 35

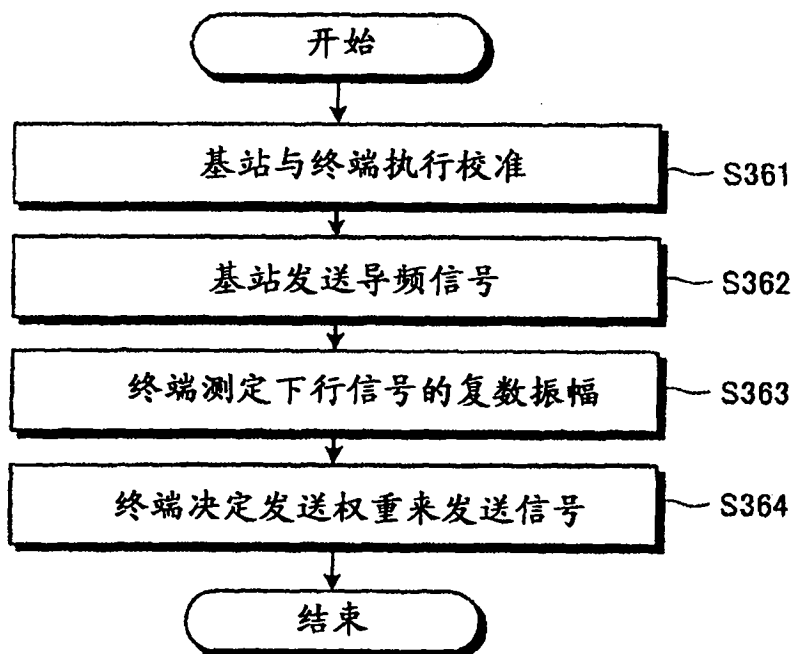


图 36

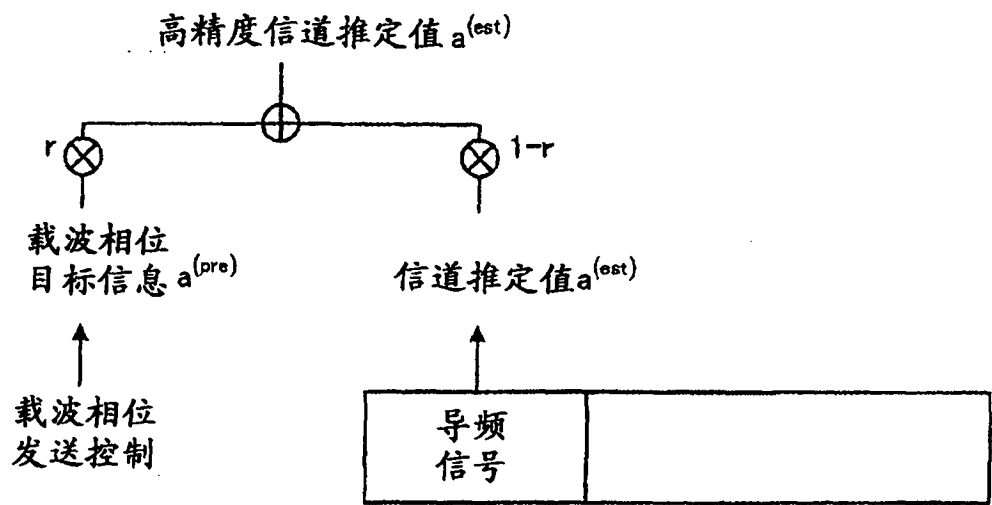


图 37

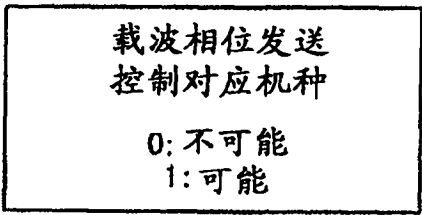


图 38

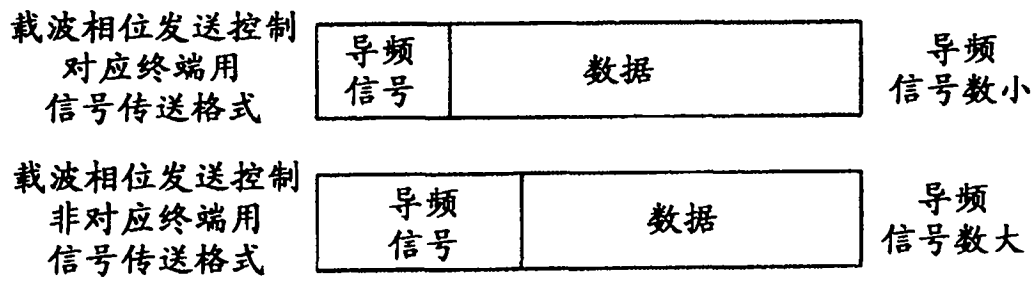


图 39

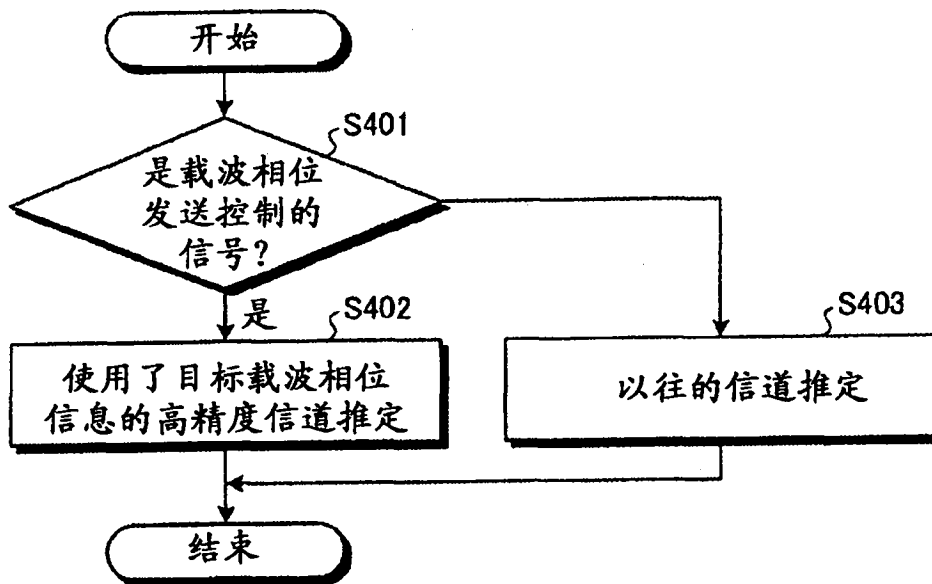


图 40

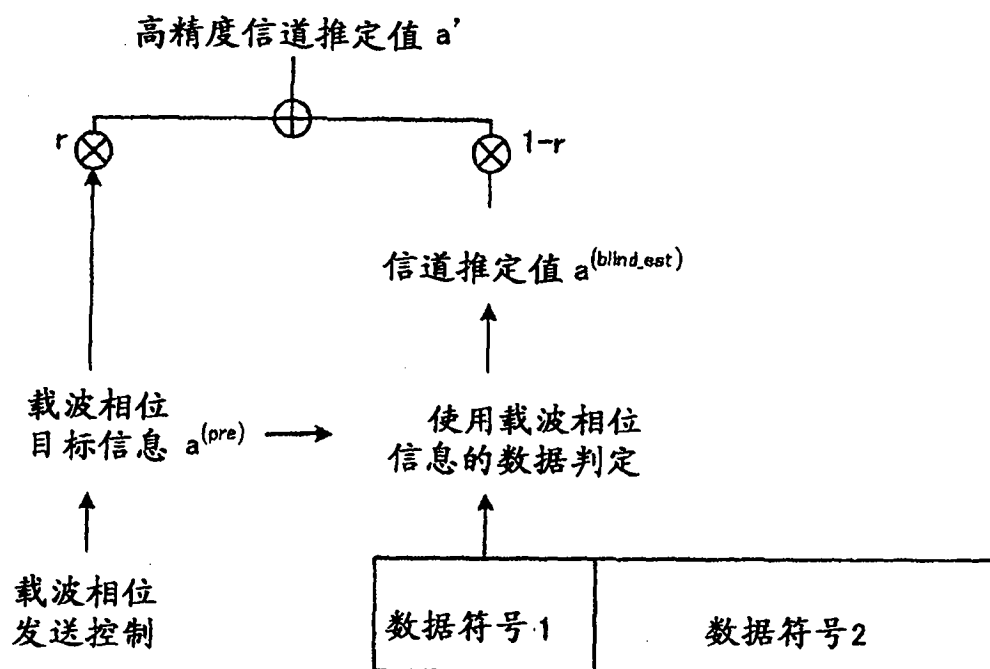


图 41

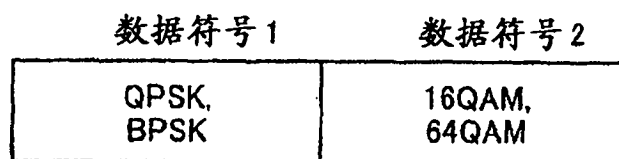


图 42

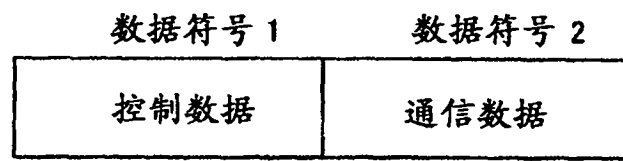


图 43

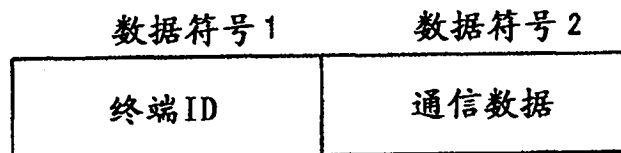


图 44

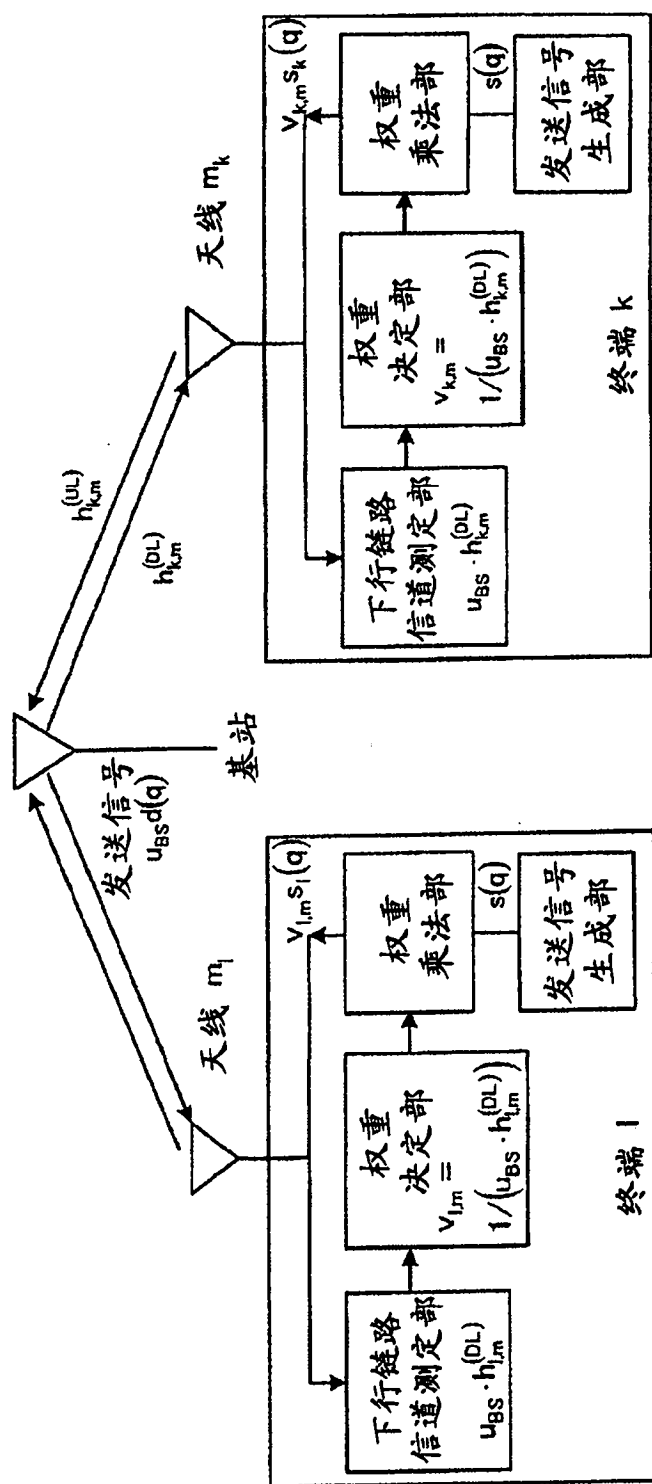


图 45

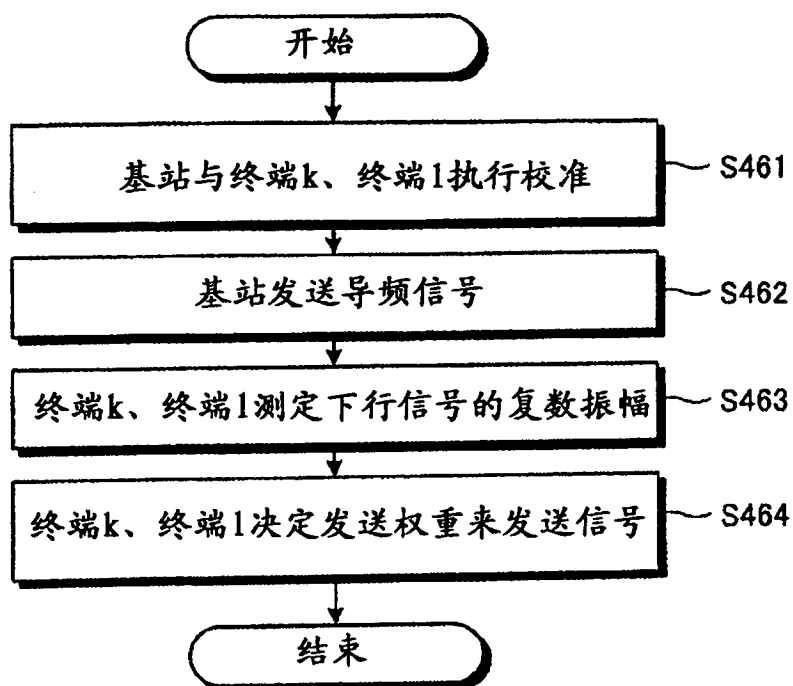


图 46

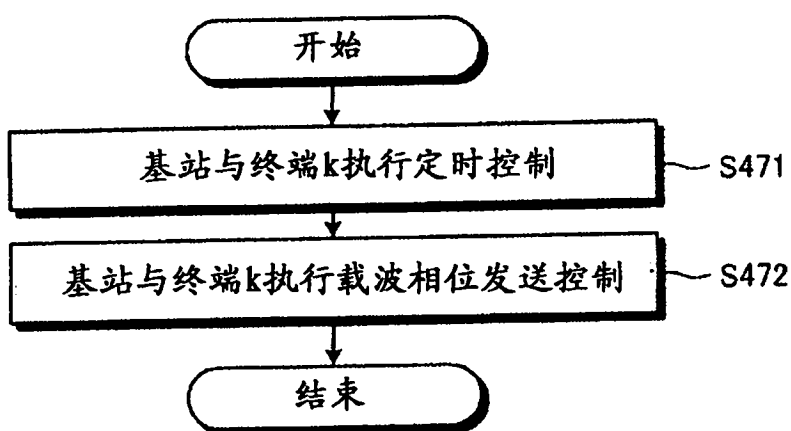


图 47

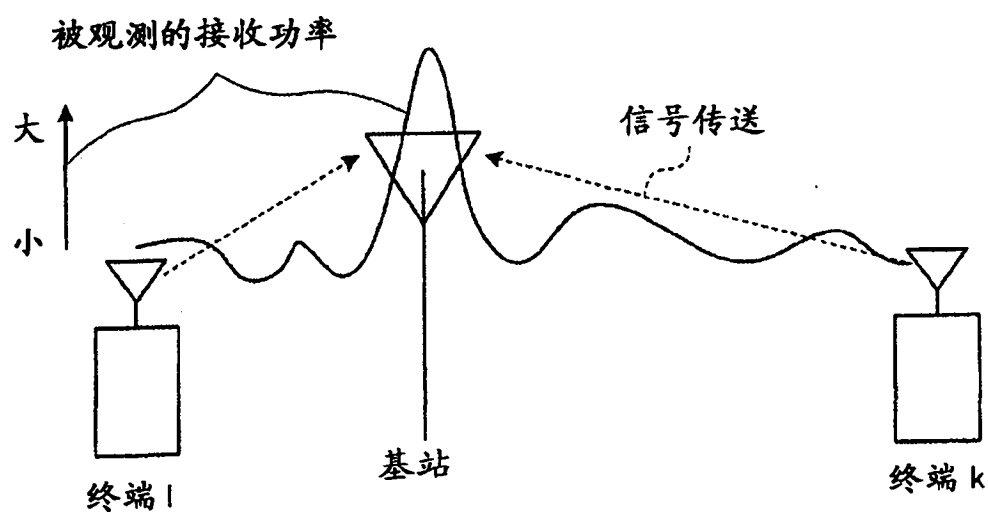


图 48

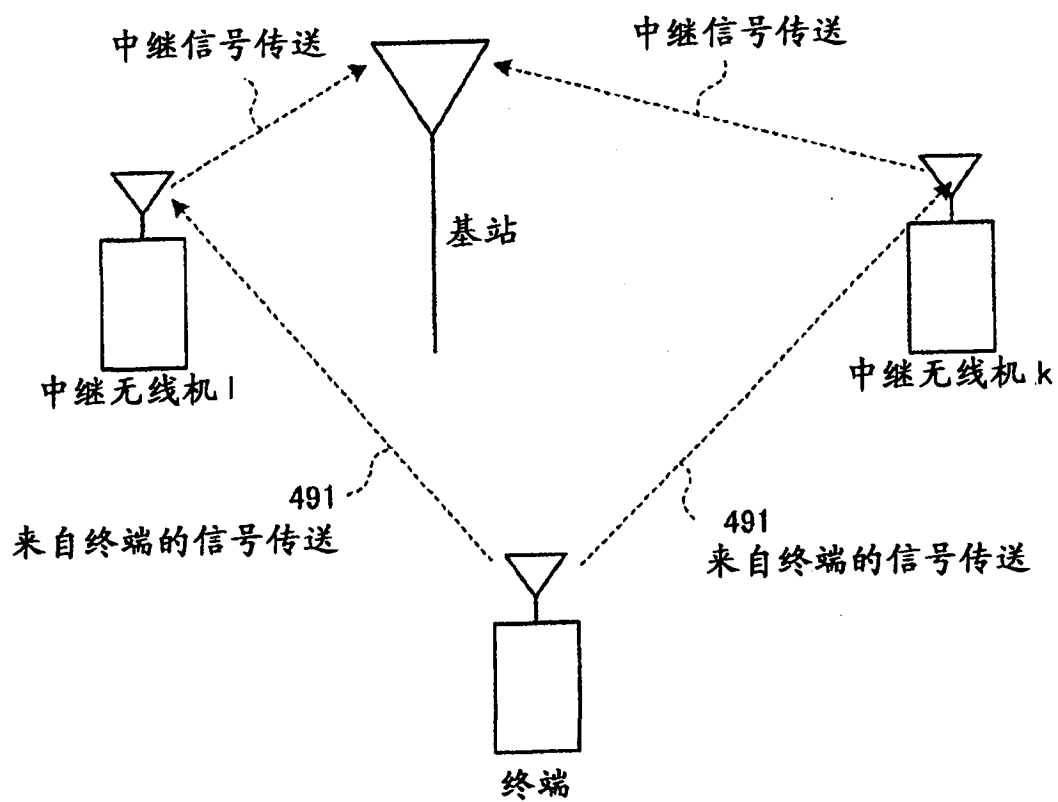


图 49

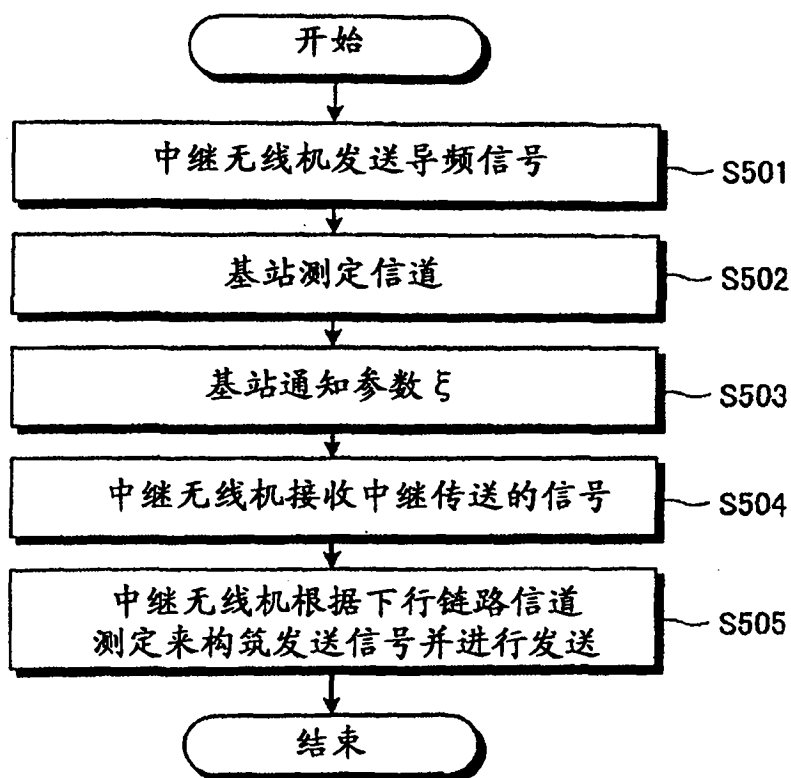


图 50-1

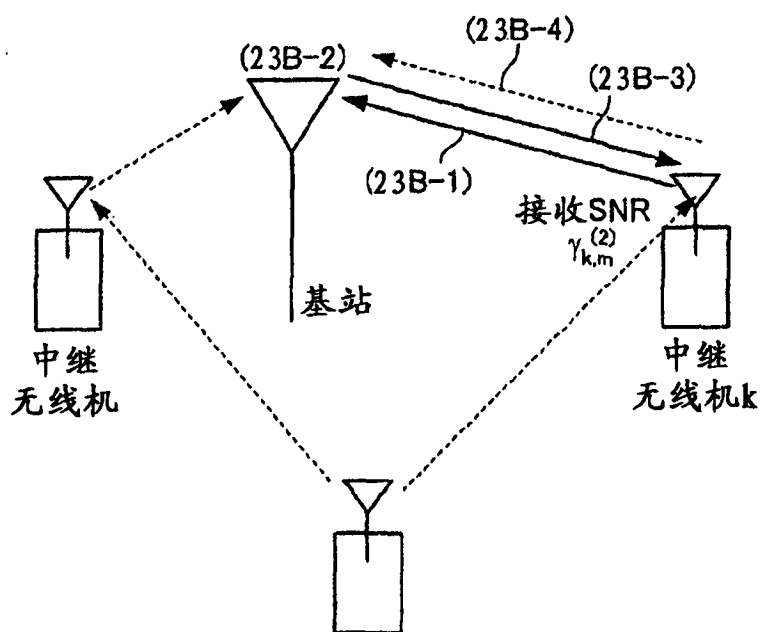


图 50-2

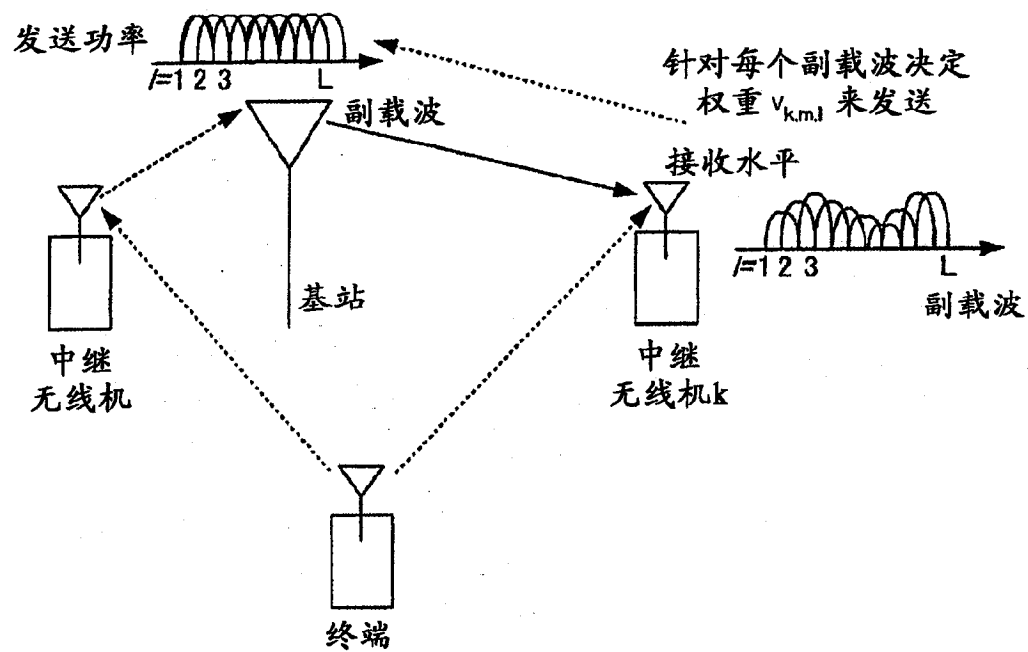


图 50-3

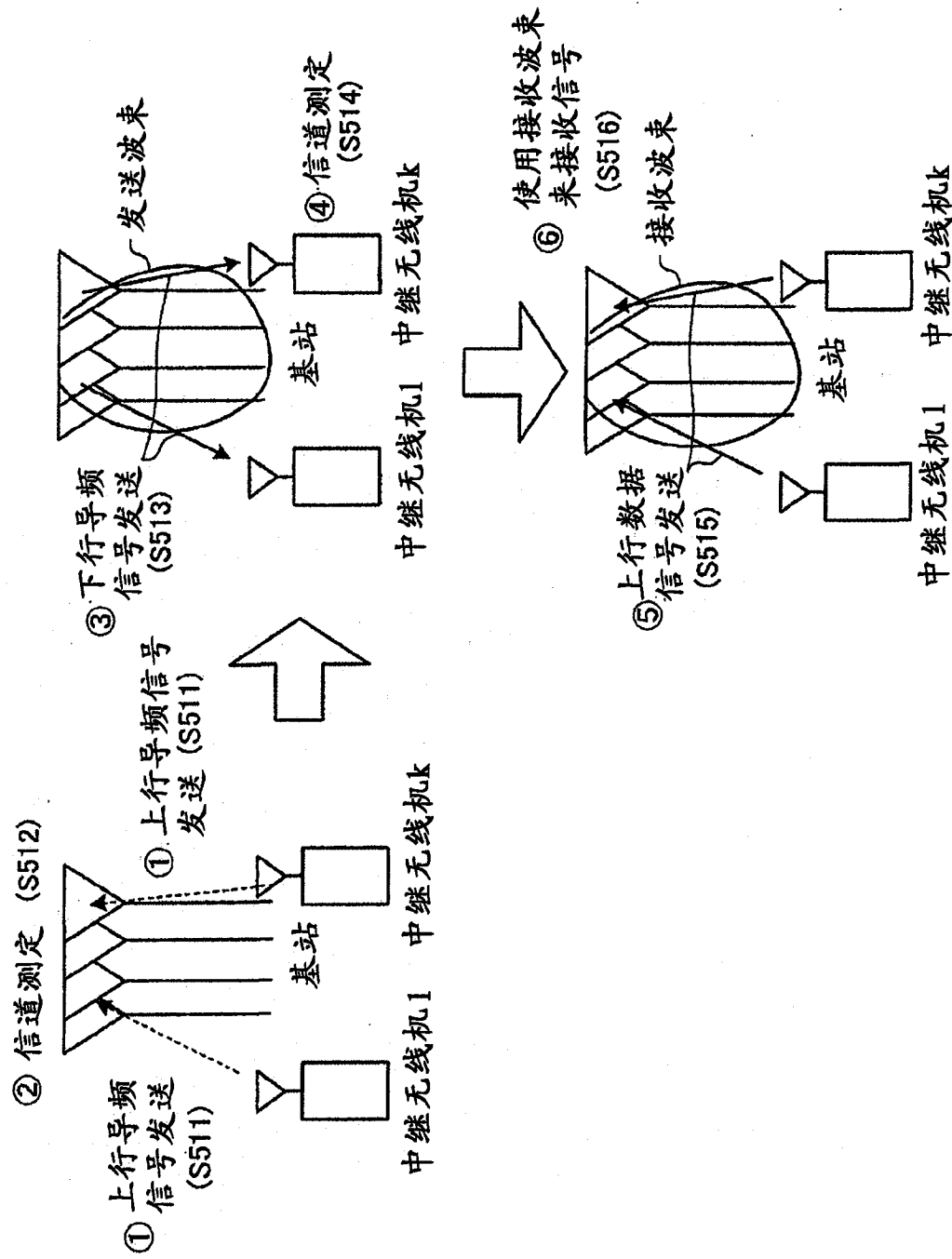


图 51

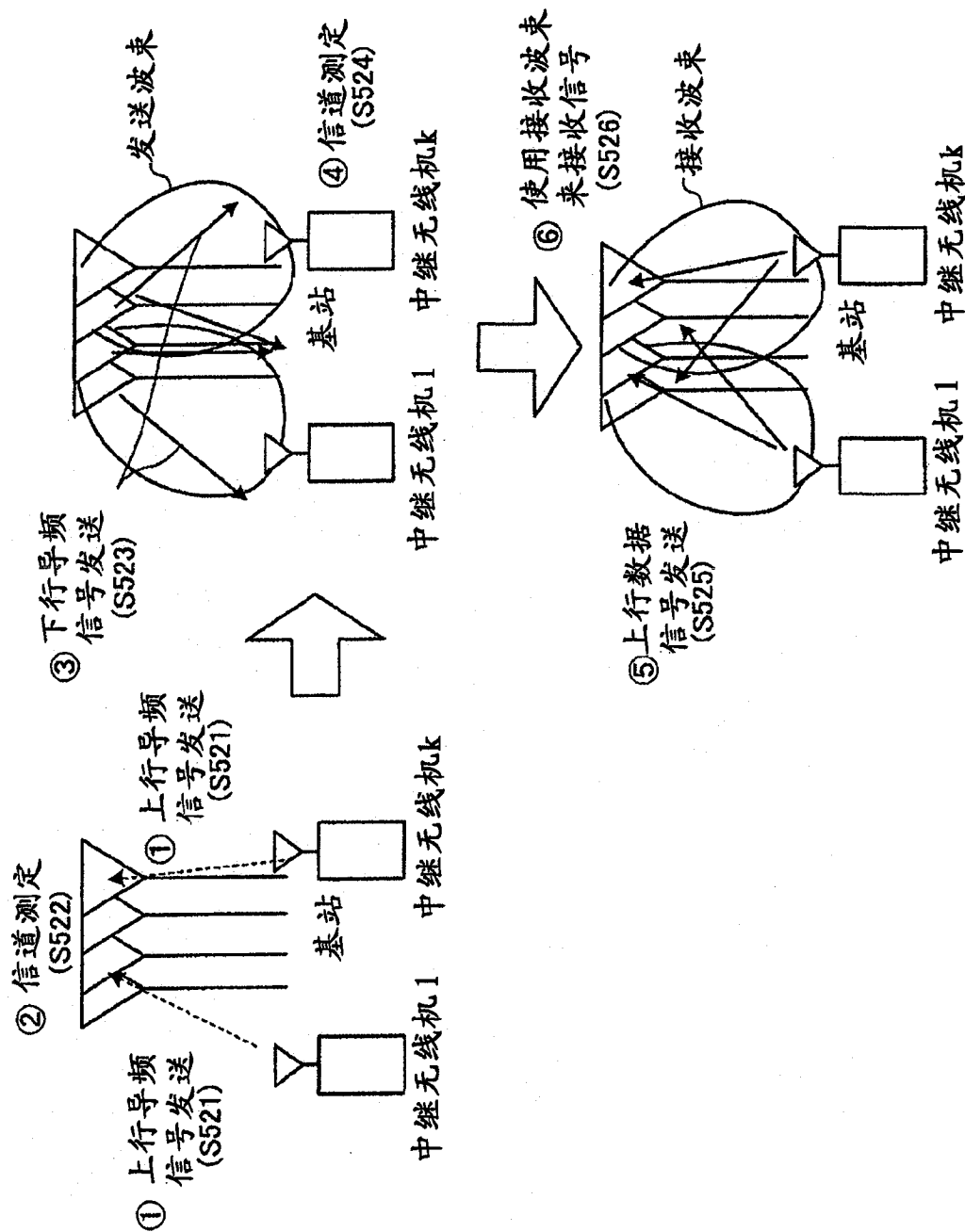


图 52

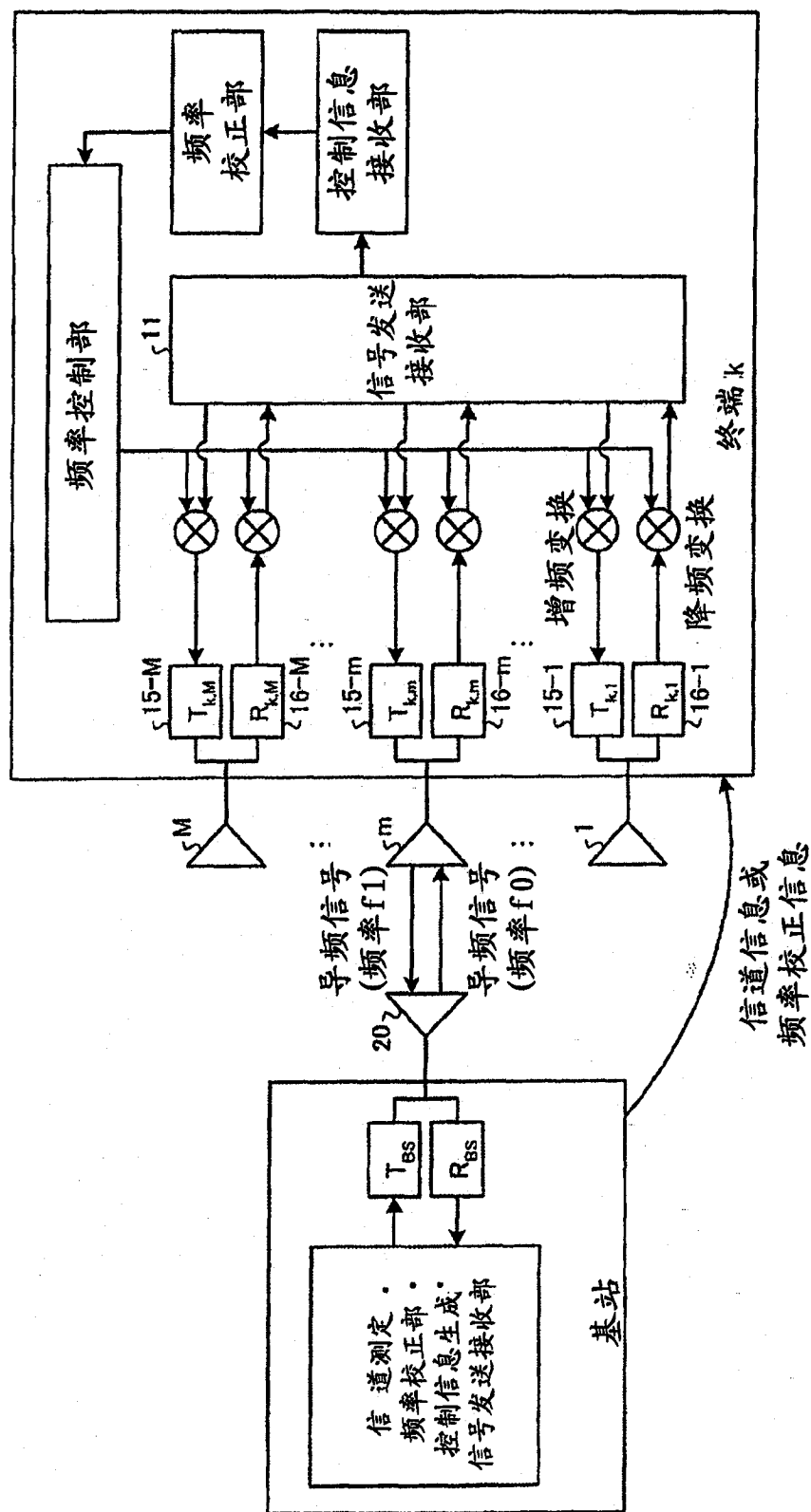


图 53

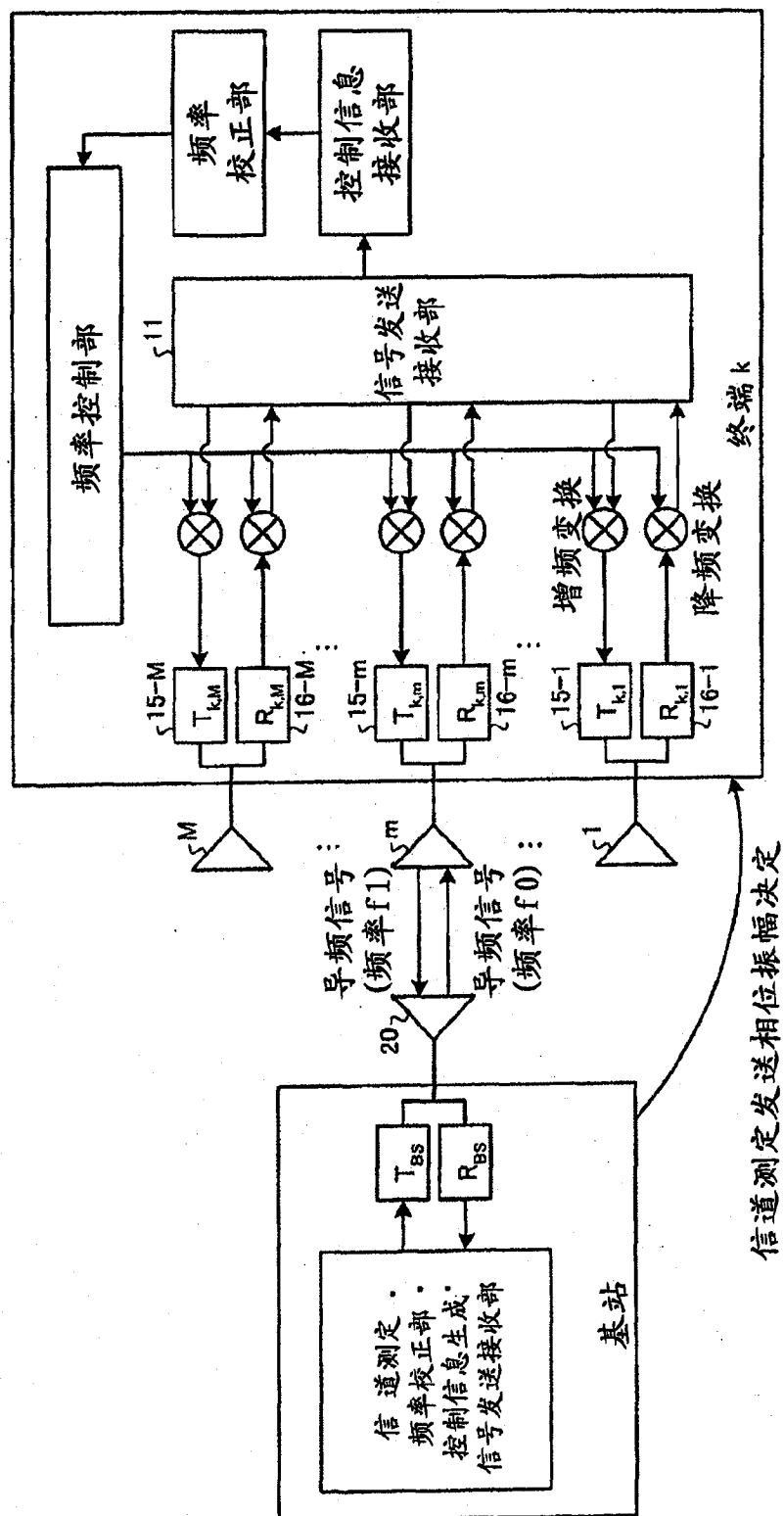


图 54-1

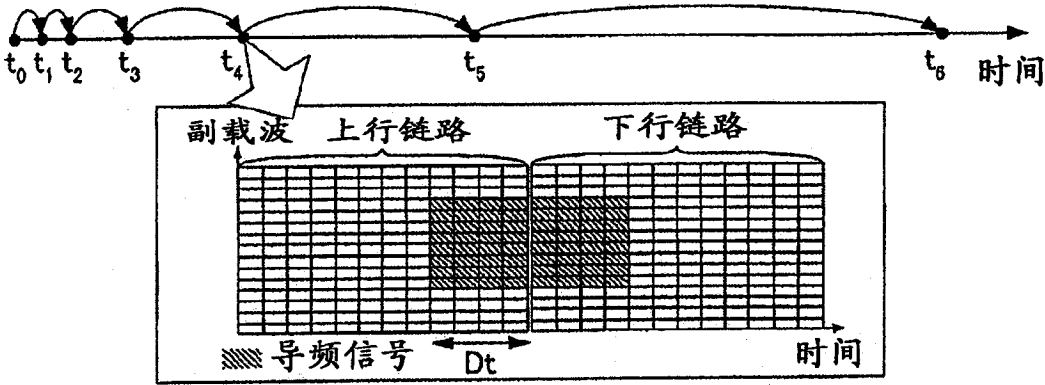


图 54-2

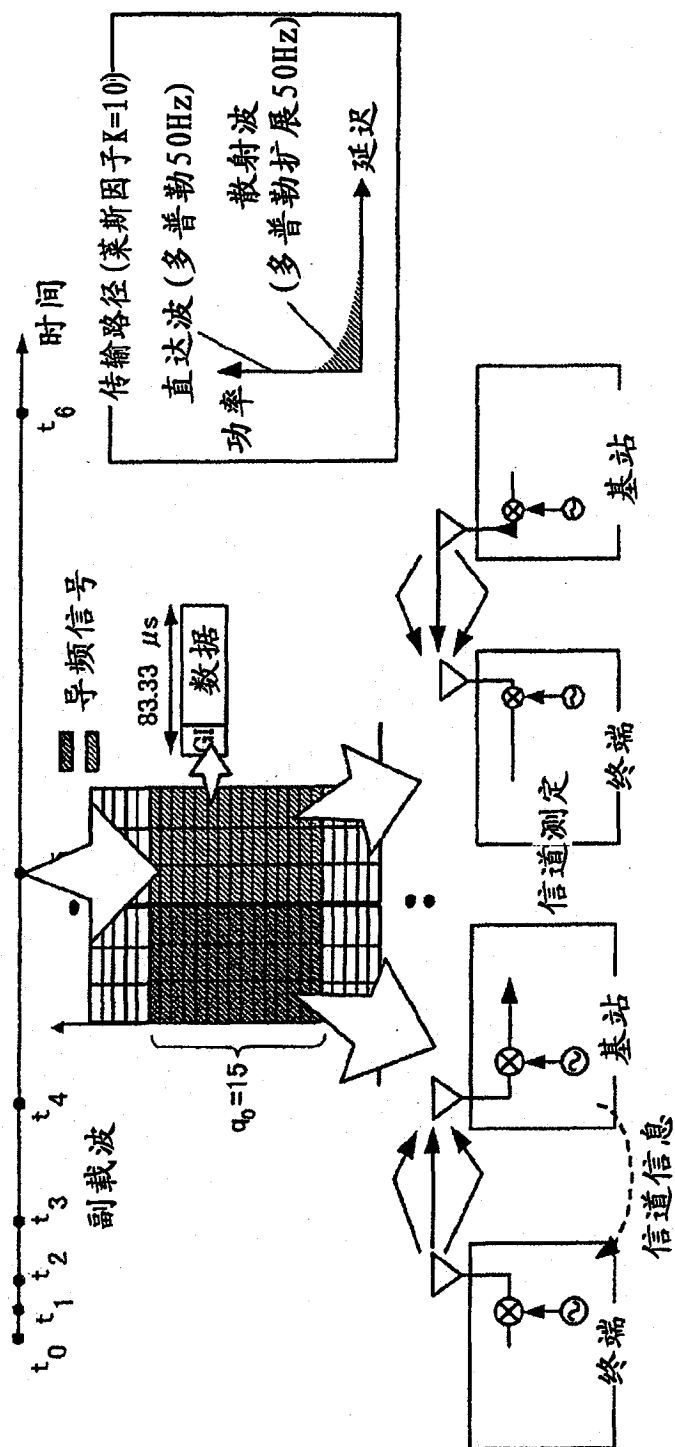


图 54-3

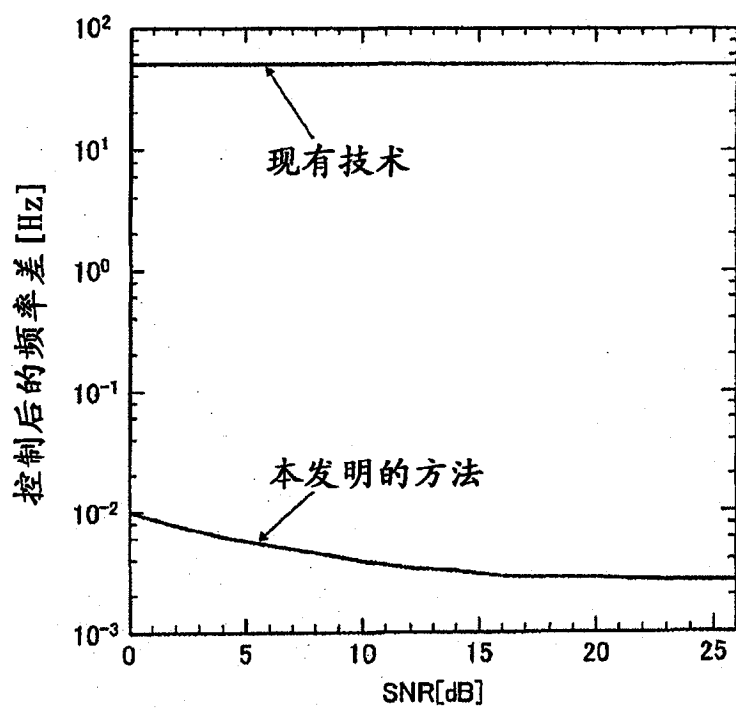


图 54-4

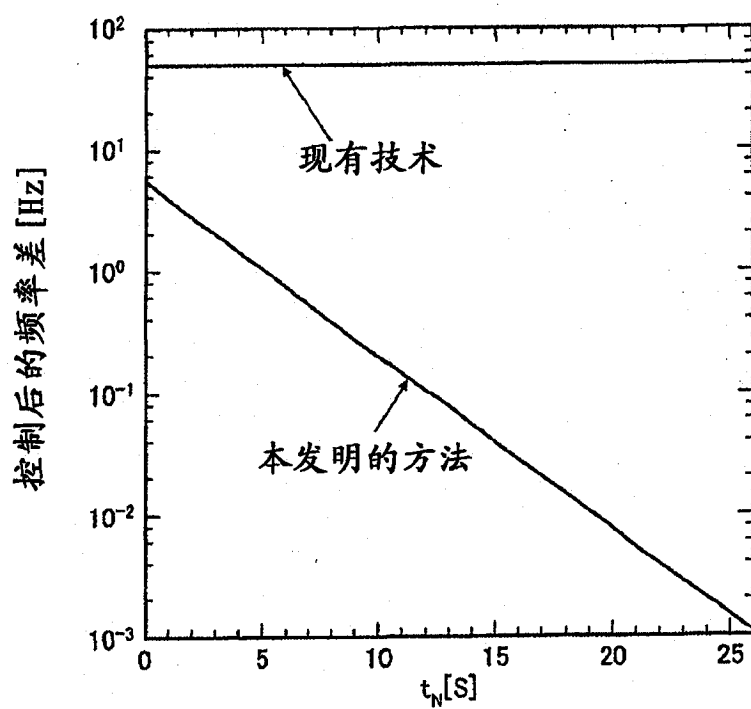


图 54-5

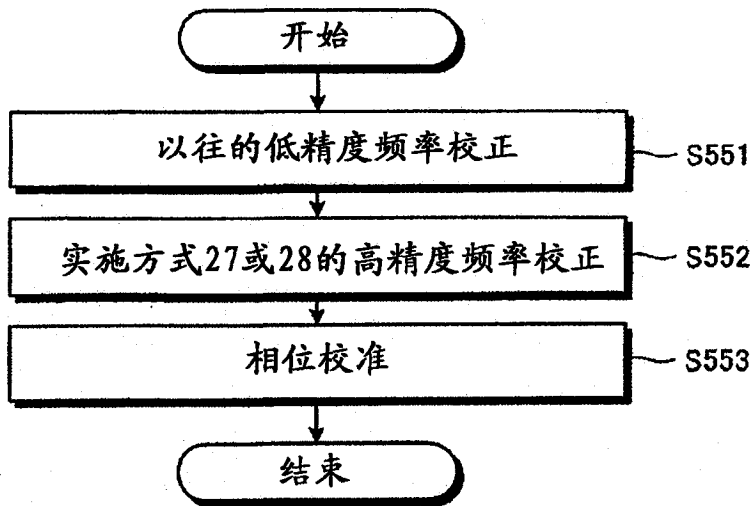


图 55

频率校正对应机种	范畴 A	范畴 B	范畴 C
0: 不可能 1: 可能	0: 低精度的校正 1: 高精度的校正	0: 还同时支持 相位校正 1: 不支持 相位振幅	0: 可以支持协同 发送波束形成 1: 不能支持

图 56

要求频率 精度信息	可测定时间信息	测定时间 图案信息
00: 10Hz 以内 01: 1Hz 以内 10: 0.01Hz 以内 11: 0.00001Hz 以内	00: 0.1 秒 以内 01: 1 秒 以内 10: 1 分钟 以内 11: 1 小时 以内	0: 固定时间图案 1: 乘方时间图案

图 57

间接频率 校正支持比特	范畴 A	范畴 B
0: 不支持 1: 可支持	0: 低精度的校正 1: 高精度的校正	0: 还同时支持相位校正 1: 不支持相位振幅

图 58

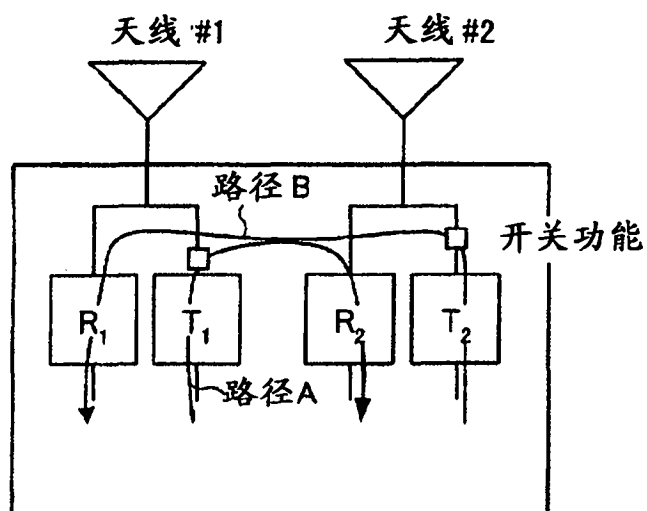


图 59

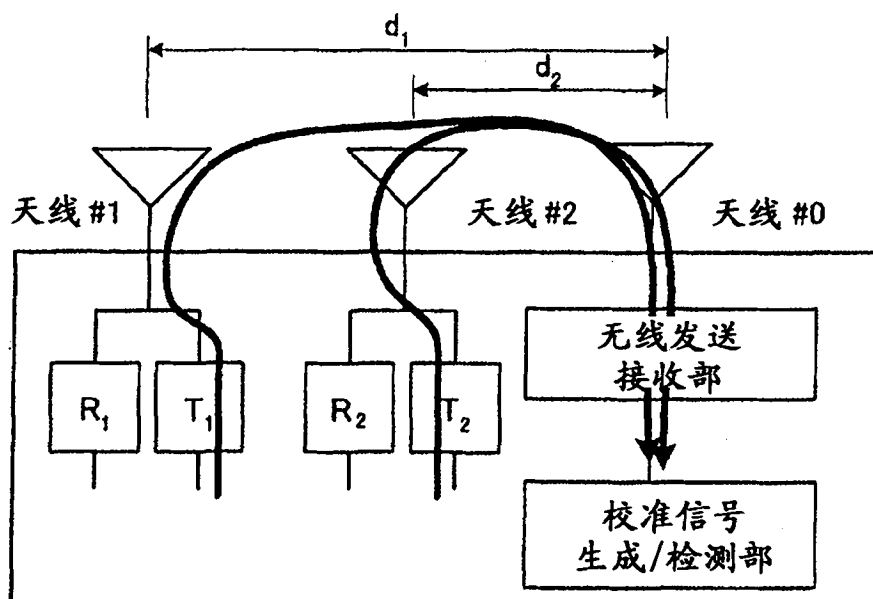


图 60

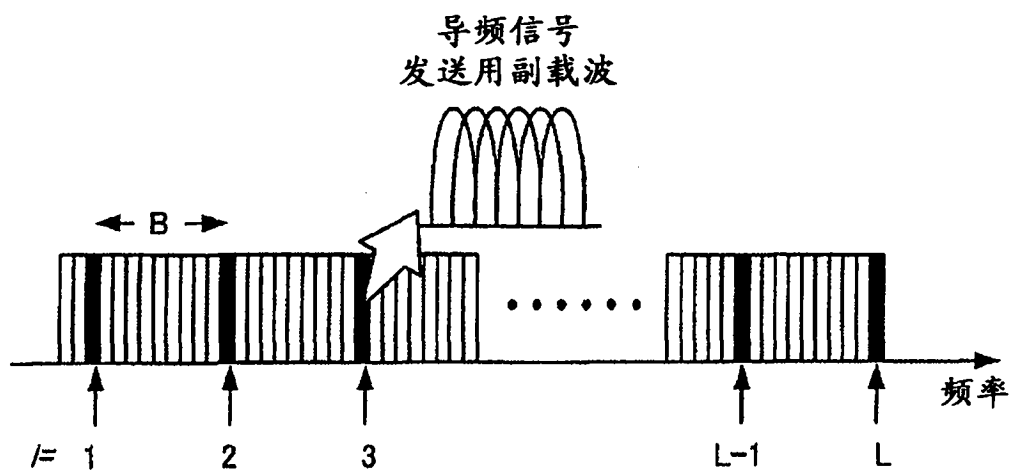


图 61

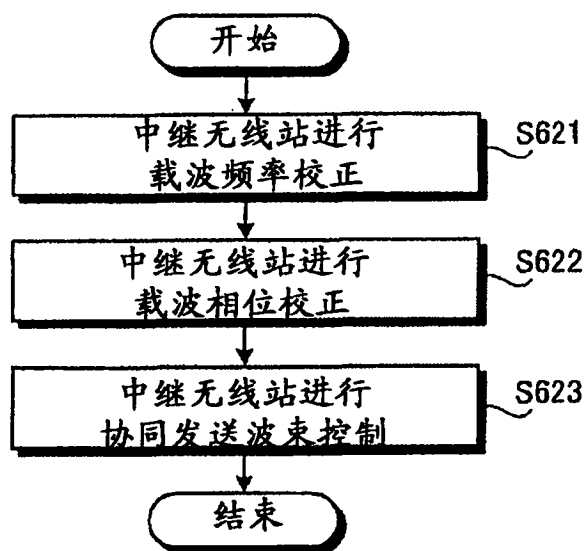


图 62

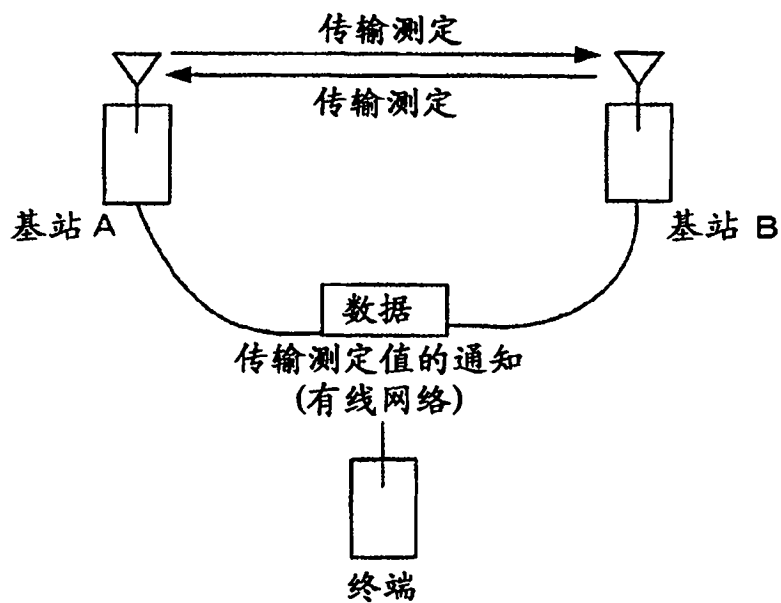


图 63

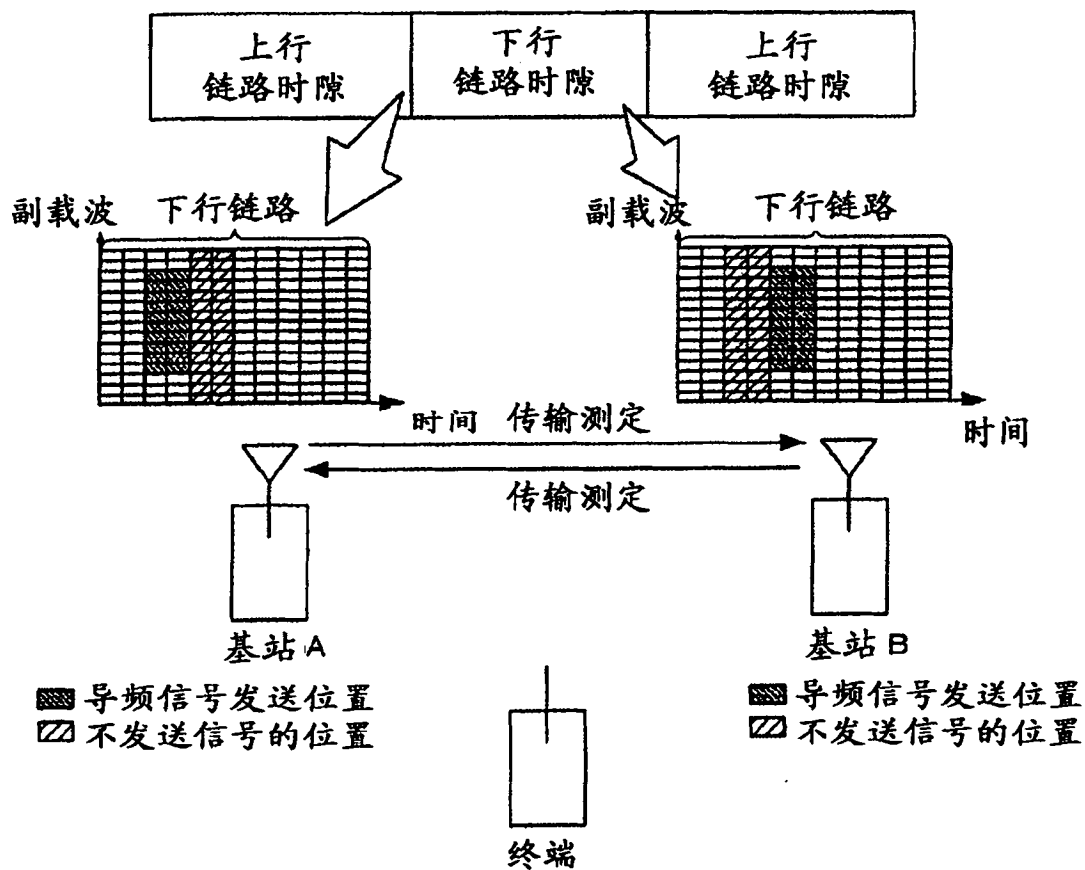


图 64

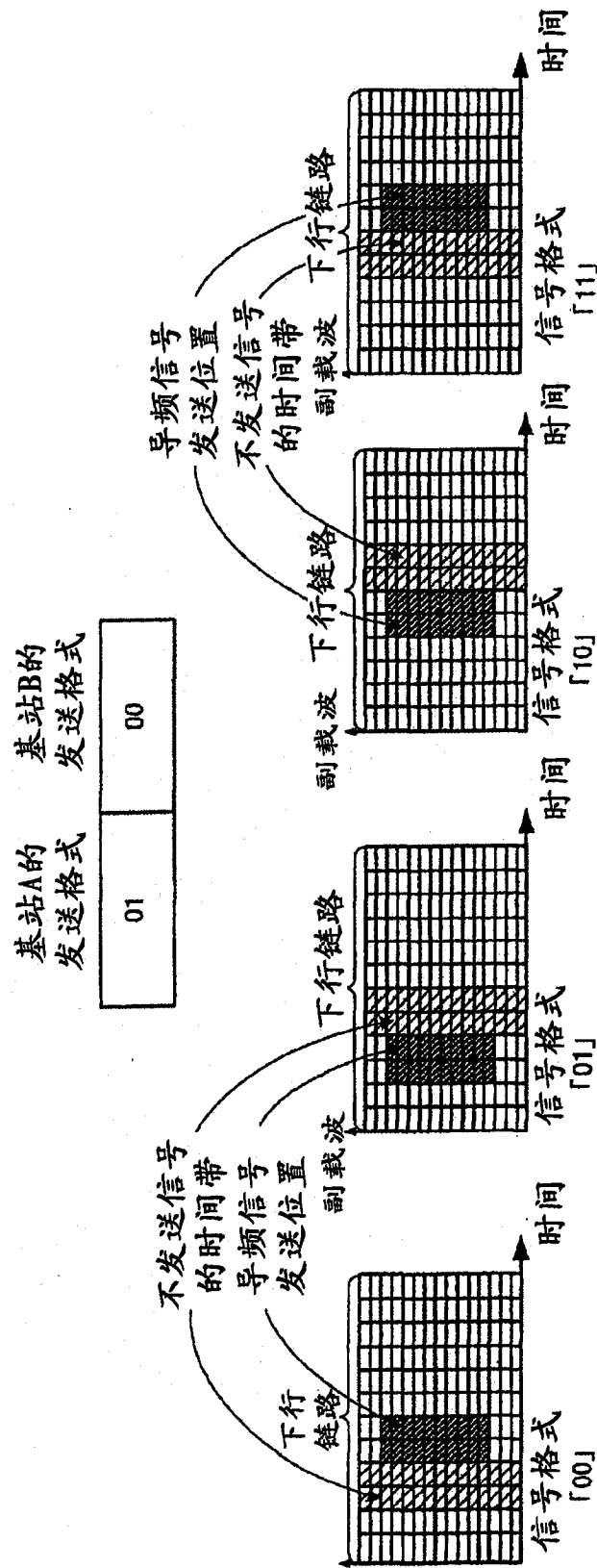


图 65

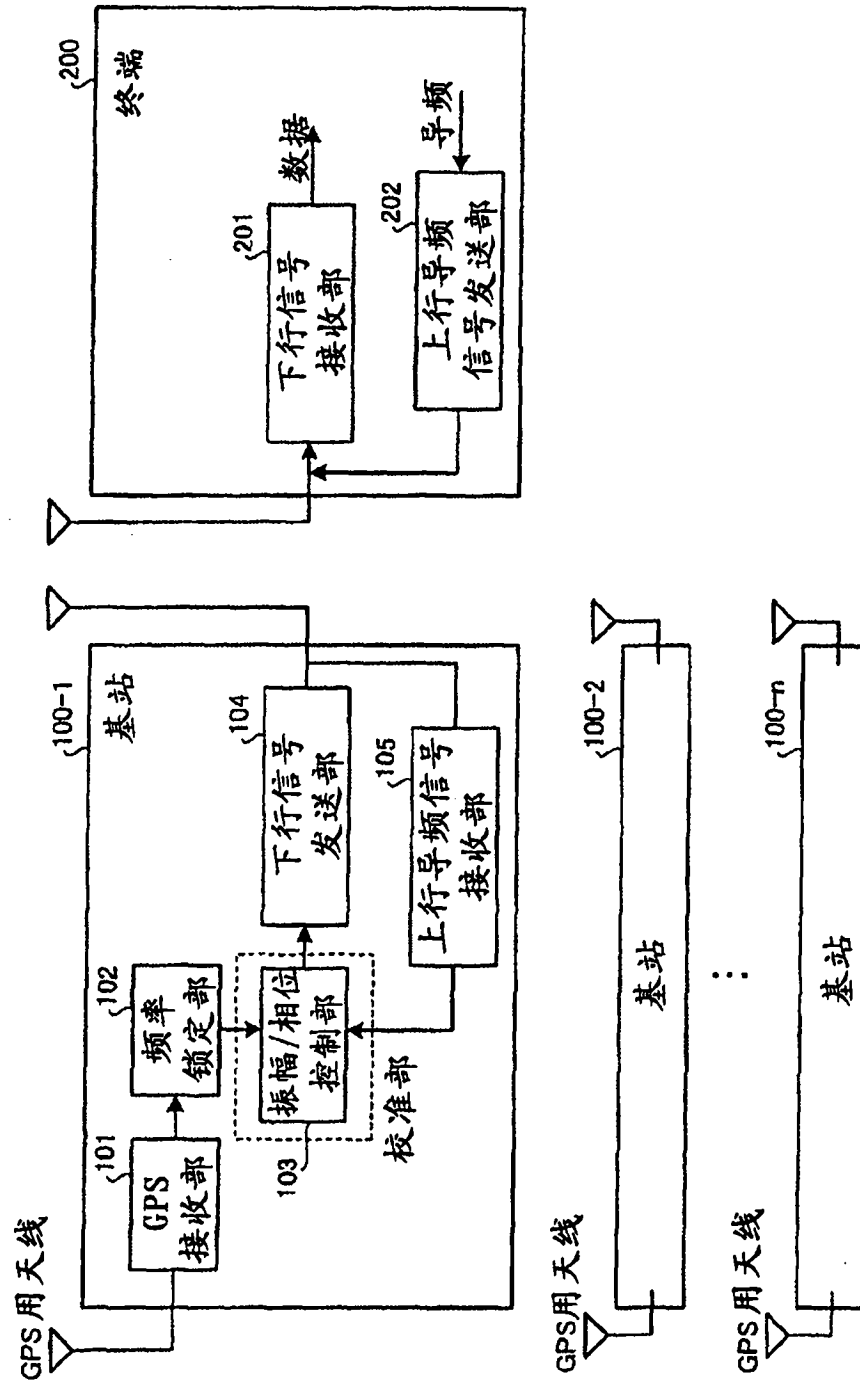


图 66

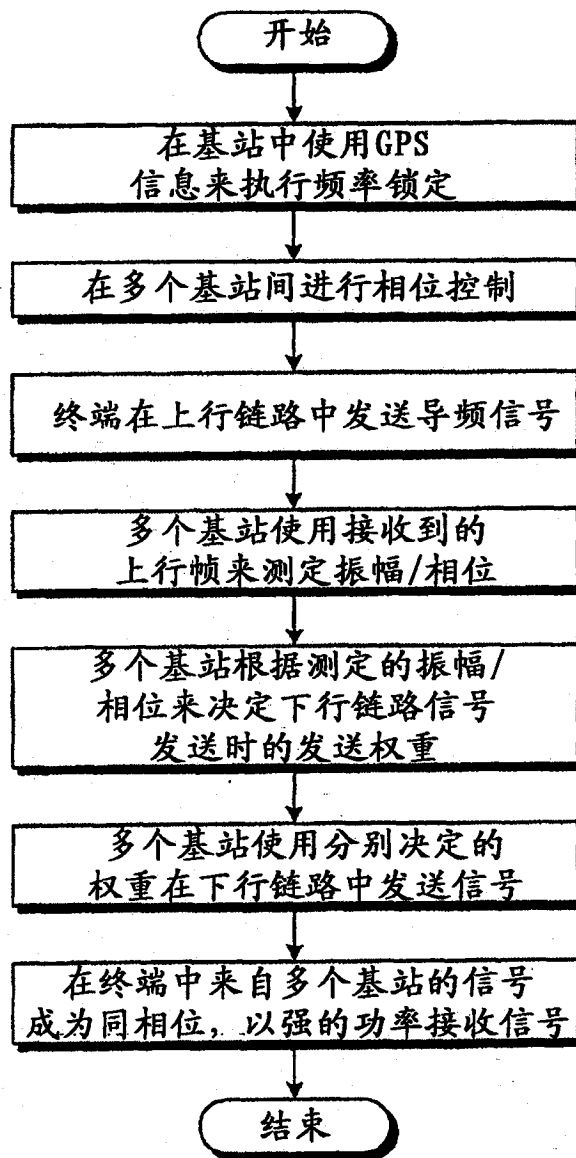


图 67

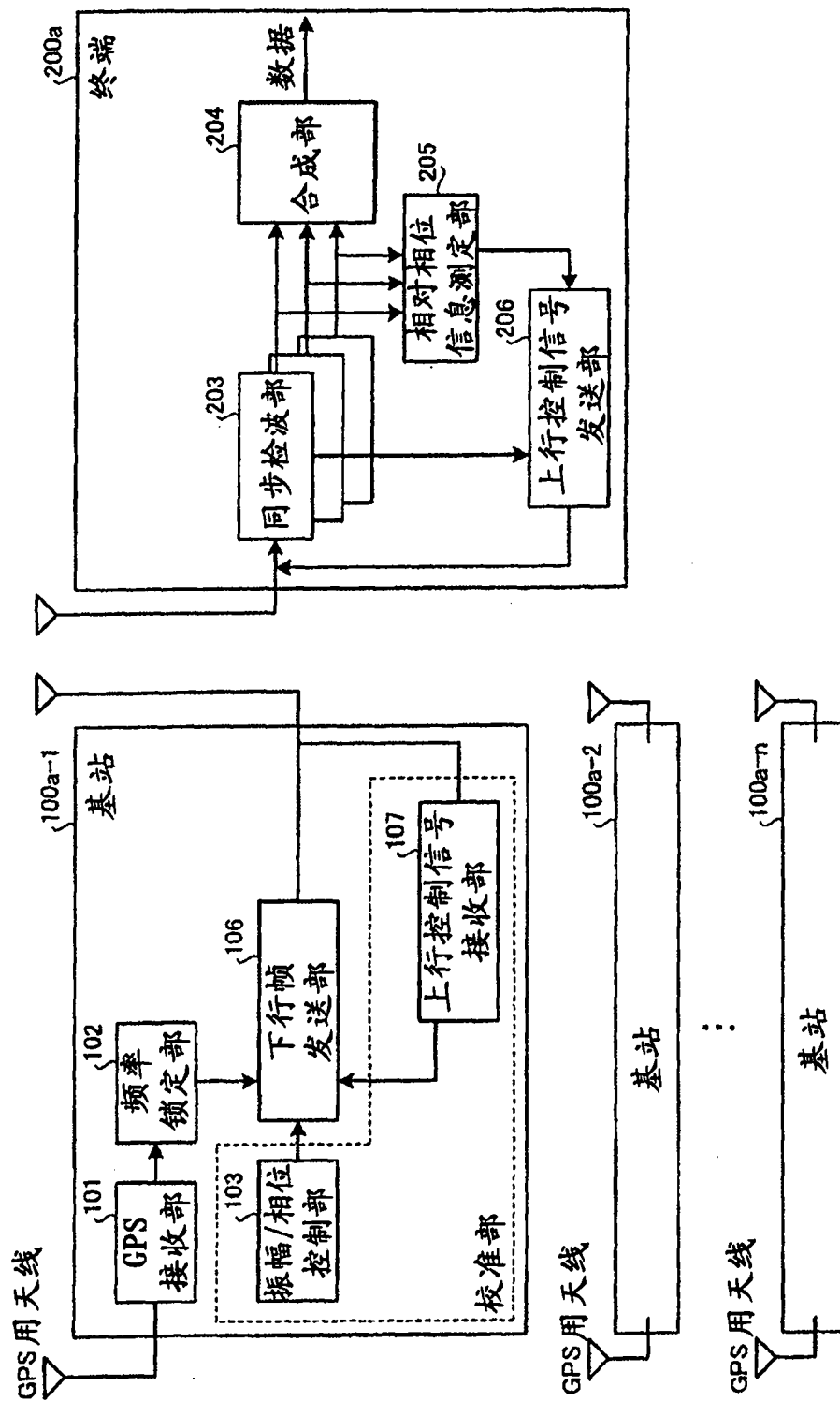


图 68

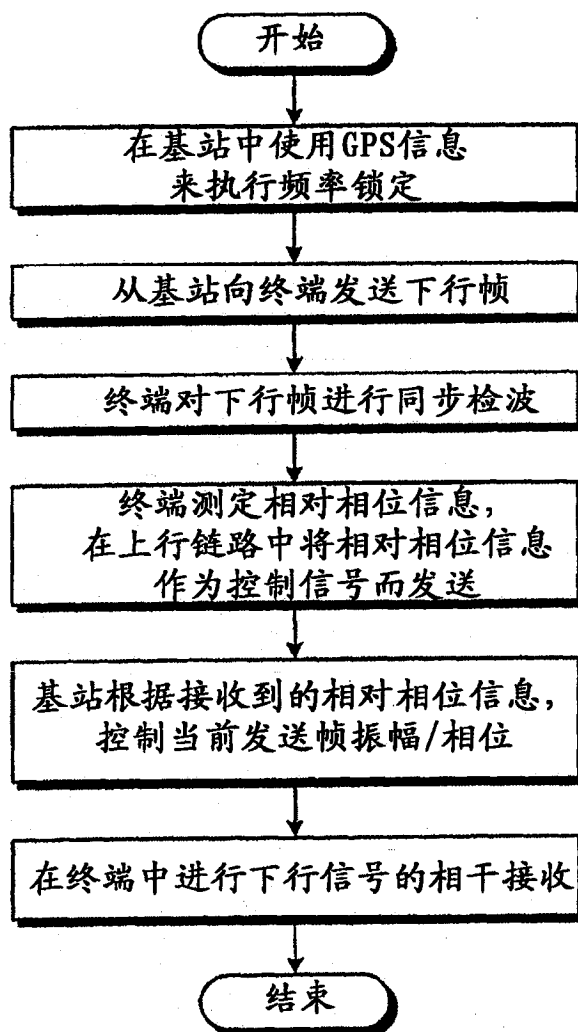


图 69

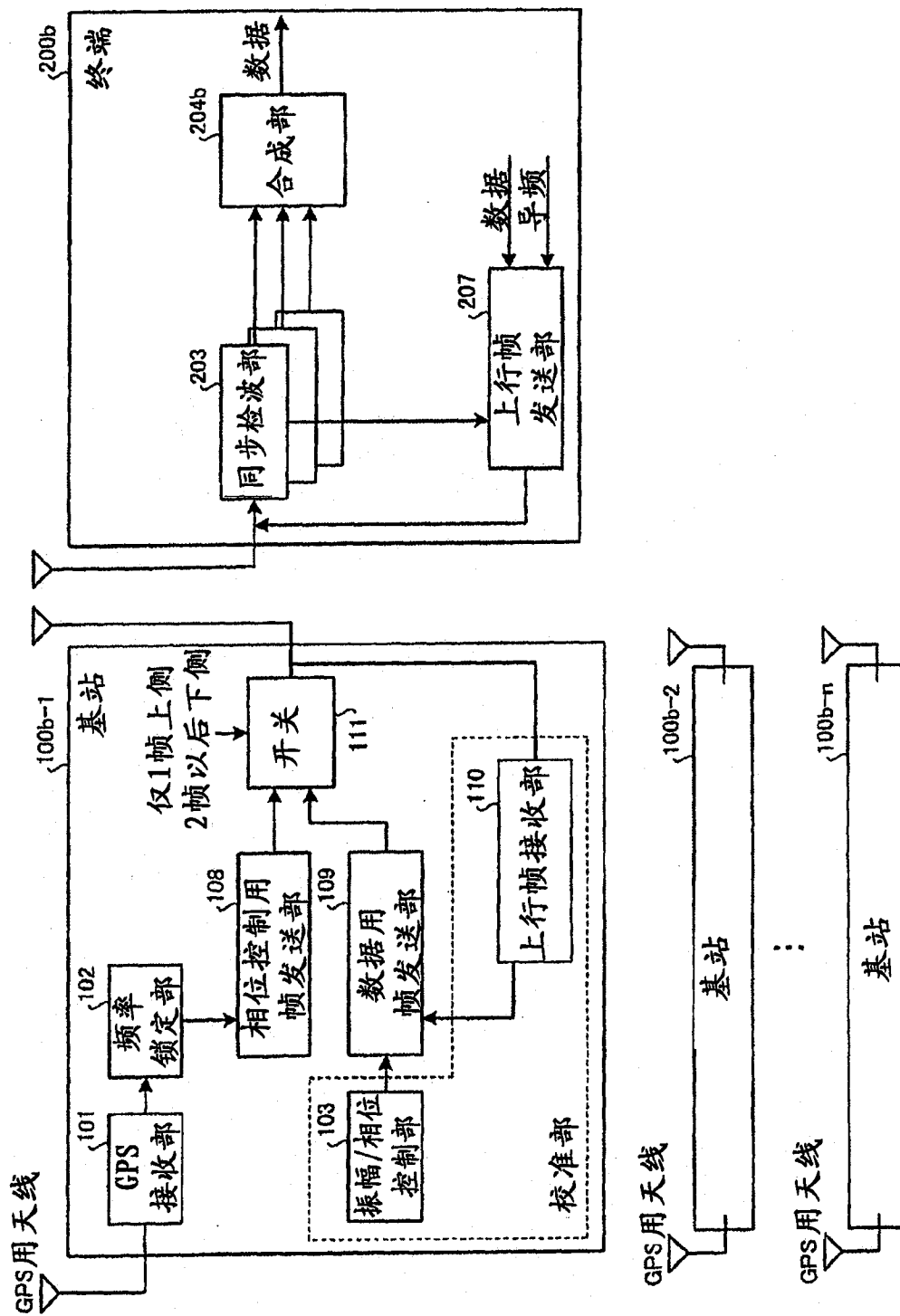


图 70