[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
H04J 1/00

[12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 01803335.0

[43]公开日 2003年1月29日

[11]公开号 CN 1394403A

[22]申请日 2001.10.26 [21]申请号 01803335.0
[30]优先权
[32]2000.11.1 [33]JP [31]334451/2000
[86]国际申请 PCT/JP01/09428 2001.10.26
[87]国际公布 WO02/37722 日 2002.5.10
[85]进入国家阶段日期 2002.6.27
[71]申请人 松下电器产业株式会社
地址 日本大阪府
[72]发明人 北川惠一 上杉充

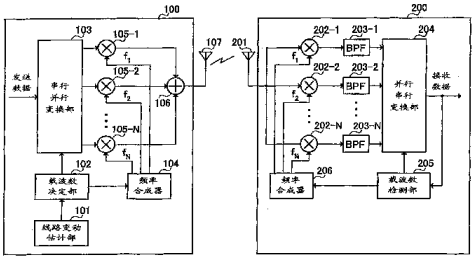
[74]专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
代理人 马莹 邵亚丽

权利要求书2页 说明书9页 附图8页

[54]发明名称 无线发送装置和无线发送方法

[57]摘要

线路变动估计部(101)估计发送装置(100)和接收装置(200)之间的线路变动量,载波数决定部(102)根据线路变动量决定用于信号发送的载波数目。即,在因高速衰落等使线路变动显著加快的情况下,载波数决定部(102)通过减少载波数来提高每一个载波的码元速率,从而相对地减小码元间或突发(burst)内的线路变动。



ISSN1008-4274

1.一种无线发送装置，包括：

调制器，在分割数据后，对分割后的数据用频率分别不同的载波进行调制；

决定器，根据线路变动量来决定用于所述调制的载波数和每一个载波的码元速率；以及

发送器，发送调制后的信号。

2.如权利要求 1 所述的无线发送装置，其中，线路变动量越大，决定器越减少载波数，同时提高每一个载波的码元速率。

3.如权利要求 1 所述的无线发送装置，其中，决定器根据线路变动量和延迟波的延迟时间来觉得差错率最小的载波数。

4.如权利要求 1 所述的无线发送装置，其中，决定器参照由线路变动量和延迟波的延迟时间指定的载波数的表来决定载波数。

5.如权利要求 1 所述的无线发送装置，其中，决定器从通信对方发送的信号中提取表示载波数的信息。

6.如权利要求 1 所述的无线发送装置，其中，调制器通过对分割后的数据实施傅立叶逆变换，用频率各自不同的载波来调制所述分割后的数据。

7.一种无线接收装置，包括：

估计器，估计从无线发送装置向装置自身的线路的线路变动量；

决定器，根据所述线路变动量来决定所述无线发送装置用于调制的载波数；以及

发送器，将包含表示所述载波数信息的信号发送到所述无线发送装置。

8.一种搭载无线发送装置的基站装置，其中，所述无线发送装置包括：

调制器，在分割数据后，对分割后的数据用频率分别不同的载波进行调制；

决定器，根据线路变动量来决定用于所述调制的载波数和每一个载波的码元速率；以及

发送器，发送调制后的信号。

9.一种搭载无线接收装置的基站装置，其中，所述无线接收装置包括：

估计器，估计从无线发送装置向装置自身的线路的线路变动量；

决定器，根据所述线路变动量来决定所述无线发送装置用于调制的载波数；以及

发送器，将包含表示所述载波数信息的信号发送到所述无线发送装置。

10.一种搭载无线发送装置的通信终端装置，其中，所述无线发送装置包括：

调制器，在分割数据后，对分割后的数据用频率分别不同的载波进行调制；

决定器，根据线路变动量来决定用于所述调制的载波数和每一个载波的码元速率；以及

发送器，发送调制后的信号。

11.一种搭载无线接收装置的通信终端装置，其中，所述无线接收装置包括：

估计器，估计从无线发送装置向装置自身的线路的线路变动量；

决定器，根据所述线路变动量来决定所述无线发送装置用于调制的载波数；以及

发送器，将包含表示所述载波数信息的信号发送到所述无线发送装置。

12.一种无线发送方法，用于多载波调制，该方法根据线路变动量来决定用于调制的载波数，按照所述载波数来改变每一个载波的码元速率。

13.如权利要求 12 所述的无线发送方法，其中，线路变动量越大，越减小载波数，并提高每一个载波的码元速率。

无线发送装置和无线发送方法

技术领域

本发明涉及使用多载波调制方式的无线发送装置和无线发送方法。

背景技术

在无线通信中，接收机除了接收从发送机直接到来的信号（直接波）以外，还同时接收反射到障碍物后到来的信号（延迟波）。因此，因多路径而产生频率选择性衰落，使接收质量恶化。

对此，在多载波调制方式中，在将发送数据序列通过串行并行变换而分割成N个数据后，由不同频率的载波来调制各个数据。这样，在多载波调制方式中，将发送数据分配给频率不同的多个载波来发送，所以即使发生多路径造成的频率选择性衰落，也可以降低丢失所有数据的概率。即，如果使用多载波调制方式，则难以受到频率选择性衰落的影响。

但是，在上述现有的多载波调制方式中，码元周期变长，所以码元间的相位变动和振幅变动相对增大。因此，在因高速衰减等造成的无线线路的变动显著加快的情况下，由自适应均衡器等进行的线路估计不能充分跟踪线路的变动，产生差错率特性恶化这样的问题。

发明内容

本发明的目的在于提供一种无线发送装置和无线发送方法，在使用多载波调制的无线发送装置和无线发送方法中，即使在无线线路的变动显著加快的情况下，也不会使数据的传输速度降低，可以良好地保证通信质量。

本发明人着眼于多载波调制中的载波数目和每一个载波的码元周期长度之间的关系，发现在使占有频带宽度固定的情况下，载波的数目越少，可以使每一个载波的码元周期越短，从而完成了本发明。

因此，为了实现上述目的，在本发明中，在多载波调制中，在高速衰落等造成的线路变动显著加快的情况下，通过使载波数目减少，同时提高每一个载波的码元速率来发送数据，可相对地减小码元间或突发内的线路变动，而不降低数据的传输速度。

附图说明

图 1 是表示本发明实施例 1 的发送装置和接收装置的结构方框图。

图 2A 是表示码元速率和线路变动量之间关系的曲线图。

图 2B 是表示码元速率和线路变动量之间关系的曲线图。

图 3A 是表示载波频率和频带之间关系的图。

图 3B 是表示载波数和频带及码元速率之间关系的图。

图 4A 是表示载波数和频带之间关系的图。

图 4B 是表示载波数和频带及码元速率之间关系的图。

图 5A 是表示载波数和频带之间关系的图。

图 5B 是表示载波数和频带及码元速率之间关系的图。

图 6 是表示本发明实施例 1 的发送装置和接收装置的另一结构的方框图。

图 7 是表示本发明实施例 2 的发送装置和接收装置的结构方框图。

图 8 是表示本发明实施例 3 的发送装置和接收装置的结构方框图。

图 9 是表示码元速率和差错率之间关系的曲线图。

图 10 是表示本发明实施例 4 的发送装置和接收装置的结构方框图。

具体实施方式

以下，参照附图来详细说明本发明的实施例。

（实施例 1）

图 1 是表示本发明实施例 1 的发送装置和接收装置的结构方框图。

在图 1 所示的发送装置 100 中，线路变动估计部 101 估计发送装置 100 和接收装置 200 之间的线路变动量，将估计结果输出到载波数决定部 102。再有，作为线路变动量的估计方法，可列举以下方法：测定与发送装置 100 一起搭载于基站装置等中的未图示的接收装置接收到的信号的接收电平，根

据该测定结果进行估计。

载波数决定部 102 根据估计出的线路变动量来决定用于信号的发送的载波数目。此外，载波数决定部 102 按照决定的载波数目来决定每一个载波的码元周期（即，码元速率）。具体地说，线路变动量越大，载波数决定部 102 越减少载波的数目，同时缩短每一个载波的码元周期（即，提高码元速率）。然后，载波数决定部 102 将表示已决定的载波数的信号输出到串行并行变换部 103 和频率合成器 104，同时将表示已决定的码元周期的信号输出到串行并行变换部 103。

串行并行变换部 103 将发送数据序列分割成已决定的载波数部分的数据，并输出到乘法部 105-1~105-N。此外，串行并行变换部 103 按已决定的码元周期来切换输出发送数据的乘法部 105-1~105-N。

频率合成器 104 生成已决定的载波数部分的载波 f_1~f_N，输出到乘法部 105-1~105-N。

乘法部 105-1~105-N 将由串行并行变换部 103 进行了串行并行变换的发送数据和从频率合成器 104 输出的载波 f_1~f_N 分别进行乘法运算，将载波乘法运算后的信号输出到合成部 106。

合成部 106 对从乘法部 105-1~105-N 输出的信号进行合成并生成多载波信号，将多载波信号通过天线 107 无线发送。

即，通过串行并行变换部 103、频率合成器 104、乘法部 105-1~105-N 和合成部 106 的一连串的操作，对发送数据进行多载波调制，将多载波信号发送到接收装置 200。

另一方面，在图 1 所示的接收装置 200 中，乘法部 202-1~202-N 将天线 201 接收到的多载波信号和从频率合成器 206 输出的载波 f_1~f_N 分别进行乘法运算，将载波乘法运算后的信号输出到 BPF（Band Pass Filter；带通滤波器）203-1~203-N。

BPF203-1~203-N 在从乘法部 202-1~202-N 输出的信号分量中，仅使包含在特定频带内的分量通过，并输出到并行串行变换部 204。

并行串行变换部 204 对从 BPF203-1~203-N 输出的分割成各载波的信号进行由载波数检测部 205 检测出的载波数部分的并行串行变换，返回为原来的发送数据序列。由此，获得接收数据。

载波数检测部 205 检测多载波信号的载波数，将表示载波数的信号输出

到并行串行变换部 204 和频率合成器 206。再有，作为载波数的检测方法，可列举以下的方法。即，1）发送装置 100 在变更载波数的前帧中将载波数的信息复用于发送数据来发送，载波数检测部 205 从接收数据中检测载波数信息的方法，2）在上述 1）的方法中，使用与发送数据不同的信道来发送载波数信息的方法，3）发送装置 100 不发送载波数的信息，接收装置 200 用作为候选的载波数对多载波信号解调，载波数检测部 205 从解调结果（例如，CRC 结果）中估计载波数的方法。

频率合成器 206 生成检测出的载波数部分的载波 f_1~f_N，输出到乘法部 202-1~202-N。

下面，用图 2A 和图 2B 来说明码元速率和线路变动量之间的关系。图 2A 和图 2B 的横轴是时间，纵轴是相位变动量。此外，图 2A 是码元速率低（即，码元周期长）时的关系图，图 2B 是码元速率高（即，码元周期短）时的关系图。

如图 2A 所示，在码元速率低时，一个码元的发送时间（即，码元周期）Ts_1 变长，所以其间的相位变动量$\Delta\theta_1$ 变大。相反，如图 2B 所示，码元速率高时，一个码元的发送时间 Ts_2 变短，其间的相位变动量$\Delta\theta_2$ 变小。再有，这里示出线路的相位变动量，但有关振幅的时间变动也同样。

于是，通过提高码元速率（即，缩短码元周期）来使线路变动量相对减小，所以在线路变动量大的情况下，通过减少发送信号的载波数并提高每一个载波的码元速率，从而可以减小接收装置 200 中的接收信号的振幅变动量和相位变动量。

同样，通过提高码元速率，可以相对地延迟线路的时间性变动，所以接收装置 200 还可以补偿频率偏差造成的相位旋转等的时间性变动。

这里，在载波数决定部 102 中，如果决定载波的数目来使得每一个载波的码元周期和线路变动量之积为一定值，则可以通过简单的运算处理来决定合适的载波数。

下面，用图 3~图 5 来说明载波数和频带及码元速率之间的关系。图 3A 和图 3B 是载波数为 4 个时的关系，图 4A 和图 4B 是载波数为 2 个时的关系，图 5A 和图 5B 是载波数为 1 个时的关系。即，在图 3~图 5 中，图中的号码越大，码元速率越高（码元周期变短），对线路变动的耐性增加。这里，假设发送装置 100 发送 S_1~S_4 的四个码元的数据。

发送装置 100 用图 3A 所示的 $f_{4\cdot1}$~$f_{4\cdot4}$ 四个载波进行发送时，假设每一个载波的码元周期为 Ts_1。因此，码元 S_1~S_4 在图 3B 所示的码元周期 Ts_1 内分别用载波 $f_{4\cdot1}$~$f_{4\cdot4}$ 来发送。

此外，发送装置 100 用图 4A 所示的 $f_{2\cdot1}$~$f_{2\cdot2}$ 这两个载波进行发送时，与图 3A 和图 3B 的情况相比，可以使用每个载波的两倍频带，所以每一个载波的码元周期为 $Ts_1/2$。因此，码元 S_1~S_4 在图 4B 所示的码元周期 $Ts_1/2$ 内分别用载波 $f_{2\cdot1}$~$f_{2\cdot2}$ 来发送。即，与图 3A 和图 3B 的情况相比，码元速率为两倍，所以数据的传输速度不下降。

而且，发送装置 100 在使用如图 5A 所示的 $f_{1\cdot1}$ 这一个载波进行发送时，每一个载波的码元周期为 $Ts_1/4$。因此，码元 S_1~S_4 在图 5B 所示的码元周期 $Ts_1/4$ 内用载波 $f_{1\cdot1}$ 来发送。即，与图 3A 和图 3B 的情况相比，码元速率为四倍，所以数据的传输速度不下降。

这样，发送装置 100 通过线路变动量越大越减少载波的数目并提高码元速率，同时扩大各载波的频带，可以相对地减小线路变动量，而不降低数据的传输速度。由此，即使在高速衰落等造成无线线路的变动显著加快的情况下，也可以良好地保证通信质量。

再有，发送装置 100 使载波 $f_{4\cdot1}$~$f_{4\cdot4}$ 各自的占有频带宽度为载波 $f_{1\cdot1}$ 的 1/4，载波 $f_{2\cdot1}$ 和 $f_{2\cdot2}$ 各自的占有频带宽度为载波 $f_{1\cdot1}$ 的 1/2，所以即使在载波的数目增加的情况下，整体的占有频带宽度也能如图 3~图 5 所示那样保持相同。

此外，如图 6 所示，在接收装置 200 中，通过以每个载波来配置具有跟踪线路变动的跟踪功能的均衡器 207-1~207-N，可进一步提高对线路变动的跟踪能力。由此，可以使通信质量更良好。

（实施例 2）

本实施例的发送装置在 OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing；正交频分复用）调制中，线路变动越大，越减少载波的数目来发送信号。

这里，OFDM 是一种多载波调制方式，是各载波为正交关系的调制方式。

图 7 是本发明实施例 2 的发送装置和接收装置的结构方框图。其中，在图 7 所示的发送装置和接收装置中，对与图 1 相同的结构部分附以与图 1 相同的标号，并省略其说明。

在图 7 所示的发送装置 100 中，载波数决定部 102 将表示已决定的载波数的信号输出到串行并行变换部 103 和 IFFT（Inverse Fast Fourie Transform；快速傅立叶逆变换）部 108，同时将表示已决定的码元周期的信号输出到串行并行变换部 103。

IFFT 部 108 对串行并行变换部 103 进行了串行并行变换的发送数据实施载波数部分的 IFFT 处理，生成 OFDM 信号。生成的 OFDM 信号被输出到乘法运算部 109。

乘法运算部 109 将载波 fc 与 OFDM 信号进行乘法运算，由天线 107 无线发送载波乘法运算后的 OFDM 信号。

即，通过串行并行变换部 103、IFFT 部 108 和乘法运算部 109 的一连串操作，对发送数据进行 OFDM 调制，将 OFDM 信号发送到接收装置 200。

另一方面，在图 7 所示的接收装置 200 中，乘法运算部 208 将天线 201 接收到的 OFDM 信号和载波 fc 进行乘法运算，将载波乘法运算后的 OFDM 信号输出到 FFT（Fast Fourie Transform；快速傅立叶变换）部 209。

FFT 部 209 对 OFDM 信号实施由载波数检测部 205 检测出的载波数部分的 FFT 处理，将 OFDM 信号分割成每个载波的信号。分割后的信号被输出到并行串行变换部 204。

载波数检测部 205 检测 OFDM 信号的载波数，将表示载波数的信号输出到并行串行变换部 204 和 FFT 部 209。

这样，通过使多载波调制方式为 OFDM 调制方式，可以将各载波的频谱重叠，所以可以获得实施例 1 的效果，同时还可以提高频率利用效率。

（实施例 3）

在本实施例中，发送装置不决定载波数，根据接收装置决定的载波数，发送装置发送数据。

图 8 是本发明实施例 3 的发送装置和接收装置的结构方框图。其中，在图 8 所示的发送装置和接收装置中，对与图 1 相同的结构部分附以与图 1 相同的标号，并省略其说明。

在图 8 所示的接收装置 200 中，线路变动估计部 210 估计多载波信号的线路变动量，将估计结果输出到载波数决定部 211。

载波数决定部 211 根据估计出的线路变动量，来决定发送装置 100 用于信号发送的载波的数目。具体地说，线路变动量越大，载波数决定部越减少

载波的数目。然后，载波数决定部 211 将表示已决定的载波数的信号输出到并行串行变换部 204、频率合成器 206 和调制部 212。

调制部 212 对表示载波数的信号进行调制，从天线 201 无线发送。

另一方面，在图 8 所示的发送装置 100 中，解调部 110 对表示天线 107 接收到的载波数的信号进行解调，输出到载波数提取部 111。

载波数提取部 111 从解调信号中提取表示载波数的信息，将表示载波数的信号输出到串行并行变换部 103 和频率合成器 104。此外，载波数提取部 111 按照提取出的载波数来决定每一个载波的码元周期（即，码元速率），将表示决定后的码元周期的信号输出到串行并行变换部 103。

这样，通过由接收装置决定载波数，发送装置根据接收装置决定的载波数来发送数据，从而可以根据从发送装置向接收装置的线路的实际线路变动量来决定载波数。由此，发送装置可以用接收装置中最容易解码的码元速率的载波数来发送数据。

再有，在本实施例中，如实施例 2 中所示得那样，也可以使用 OFDM 调制作为多载波调制。

此外，在接收装置 200 和发送装置 100 为一体的情况下，也可以将表示从载波数决定部 211 输出的载波数的信息复用于发送数据来发送。

此外，本实施例在上行线路和下行线路中使用不同的频带，所以在上行线路和下行线路中线路变动量不同的 FDD（Frequency Division Duplex；频分双工）方式的移动通信系统中特别有效。

（实施例 4）

在实施例 1~3 中，说明了仅根据线路变动量来决定用于发送的载波数目的情况。但是，如果线路变动量越大，越减少载波的数目，同时提高每一个载波的码元速率，则每一个载波的码元周期变短，所以前后的相邻码元重叠，接收的期间相对地变长。

即，如果使载波的数目减少，可以减小接收装置中的振幅变动量和相位变动量，但相反地会增大多路径造成的码元间干扰。因此，如果仅根据线路变动量来决定用于发送的载波的数目，则产生抹去对延迟波有抗性这样的多载波调制方式的优点的问题。即，如果仅根据线路变动量来决定用于发送的载波的数目，则相反地使差错率升高，使通信质量恶化。

此外，图 9 所示的曲线表示在存在某个延迟时间τ的延迟波情况下相对于

各线路变动量 fD（0Hz、500Hz、1000Hz、1500Hz）的码元速率和差错率之间关系的曲线。在图 9 中横轴为码元速率，但在本发明中，越减少载波的数目，每一个载波的码元速率就越高，所以可以将横轴看作为载波数。即，在图 9 中，可以看出，码元速率越高，载波的数目越少。例如，如果将码元速率=8Mbps 作为载波数=1 个，则可以看出码元速率=4Mbps 为载波数=2 个，码元速率=2Mbps 为载波数=4 个。

如图 9 所示，对于各线路变动量存在差错率最小的载波数。例如，在图 9 中，在 fD=1500Hz 时载波数=1 个、fD=1000MHz、500MHz、0Hz 时载波数=2 个的情况下，差错率最小。

此外，差错率特性还因延迟波的延迟时间而变化，所以图 9 所示的差错率特性对应于多个延迟时间而存在多个。即，对每个延迟波的延迟时间存在相对于线路变动量的差错率最小的载波数。换句话说，根据延迟波的延迟时间和线路变动量，可以决定差错率最小的最合适的载波数。

因此，在本实施例中，根据线路变动量和延迟波的延迟时间两者来决定差错率最小的最合适的载波数。

图 10 是本发明实施例 4 的发送装置和接收装置的结构方框图。其中，在图 10 所示的发送装置和接收装置中，对与图 1 相同的结构部分附以与图 1 相同的标号，并省略其说明。

在图 10 中，接收装置 200 具有与图 1 完全相同的结构，发送装置 100 采用对图 1 追加延迟分布生成部 112 的结构。

延迟分布生成部 112 生成从与发送装置 100 一起搭载在基站装置等上的未图示的接收装置接收到的信号的延迟分布，并输出到载波数决定部 113。

载波数决定部 113 保持根据线路变动量和延迟波的延迟时间来指定差错率最小的载波数的参照表。然后，载波数决定部 113 参照该参照表，根据线路变动量和由延迟分布求出的延迟时间来决定载波的数目。此外，载波数决定部 113 按照决定后的载波的数目来决定每一个载波的码元周期（即，码元速率）。然后，载波数决定部 113 将表示决定后的载波数的信号输出到串行并行变换部 103 和频率合成器 104，同时将表示决定后的码元周期的信号输出到串行并行变换部 103。

这样决定的载波数是接收装置 200 最容易解码的具有最合适的码元速率的载波数，所以可以良好地保证接收装置 200 的通信质量。

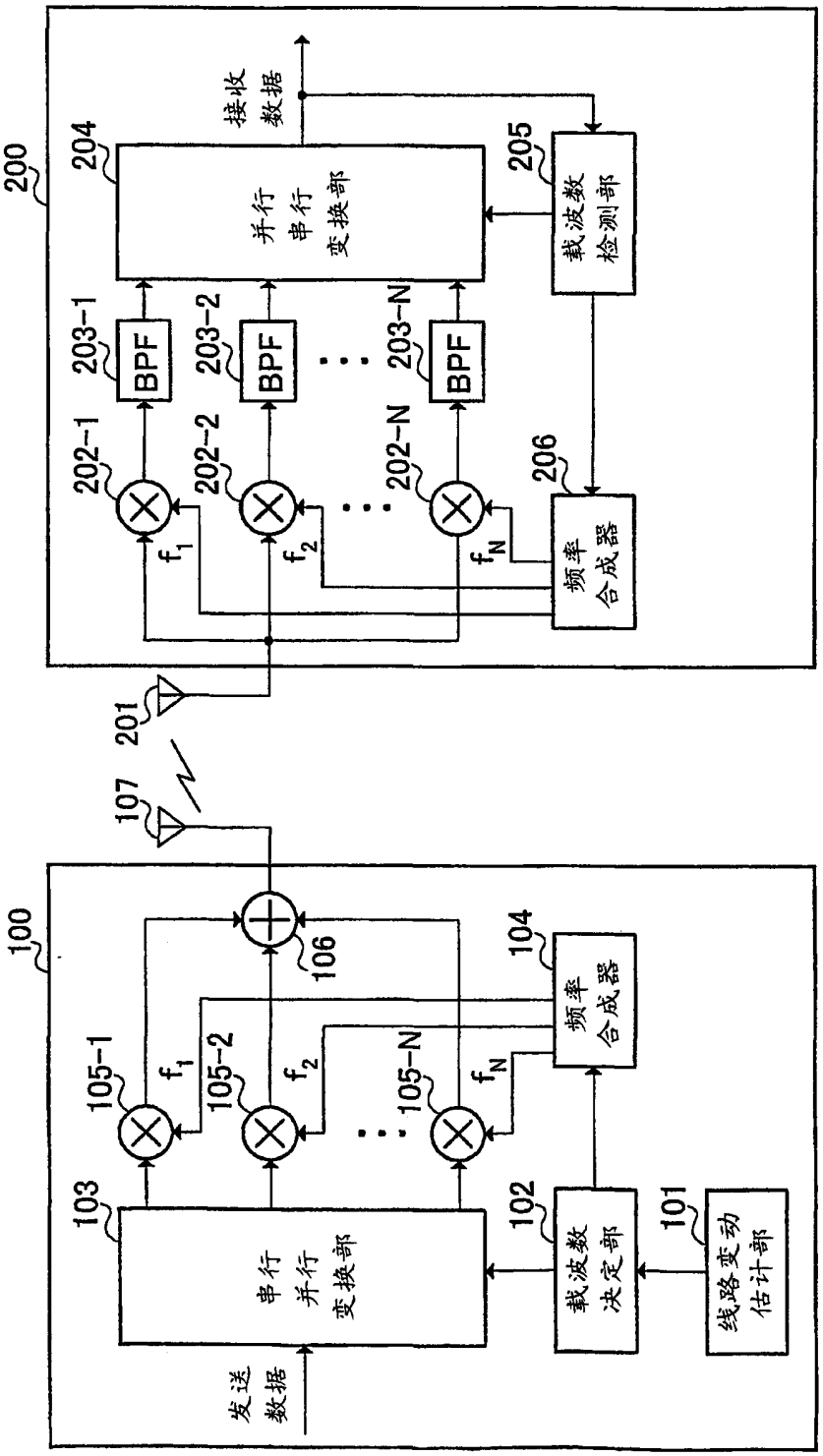

100
200
发送数据
串行并行变换部
103
载波数决定部
102
线路变动估计部
101
频率合成器
104
105-1
105-2
105-N
106
107
201
BPF
203-1
203-2
203-N
202-1
202-2
202-N
206
并行串行变换部
204
载波数检测部
205
接收数据

图 1

而且，通过准备不仅考虑了延迟时间，而且考虑了将各路径的延迟波的延迟时间及电平模型化的路径模型的参照表，可以更高精度地决定接收装置200最容易解码的具有最合适的码元速率的载波数。

在本实施例中，如实施例2中所示的那样，也可以使用OFDM调制作为多载波调制。

此外，在本实施例中，如实施例3中所示的那样，也可以由接收装置决定载波数，发送装置根据接收装置决定的载波数来发送数据。

此外，可以将上述实施例1~4的发送装置和接收装置应用于无线通信系统中使用的基站装置、与该基站装置进行无线通信的通信终端装置。

如以上说明，根据本发明，在使用多载波调制的无线发送装置和无线发送方法中，按照线路变动量来自适应地改变载波数和码元速率，所以即使在高速衰落等造成的无线线路的变动显著加快的情况下，也可以良好地保证通信质量，而不降低数据的传输速度。

本说明书基于2000年11月1日申请的（日本）特愿2000-334451。其内容全部包含于此。

产业上的可利用性

本发明适用于移动通信系统中的基站装置和通信终端装置。

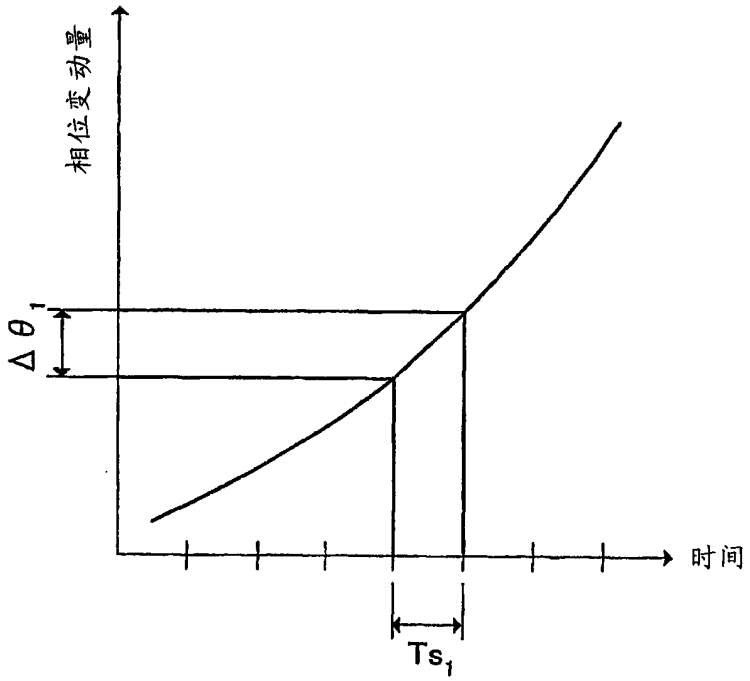


图 2A

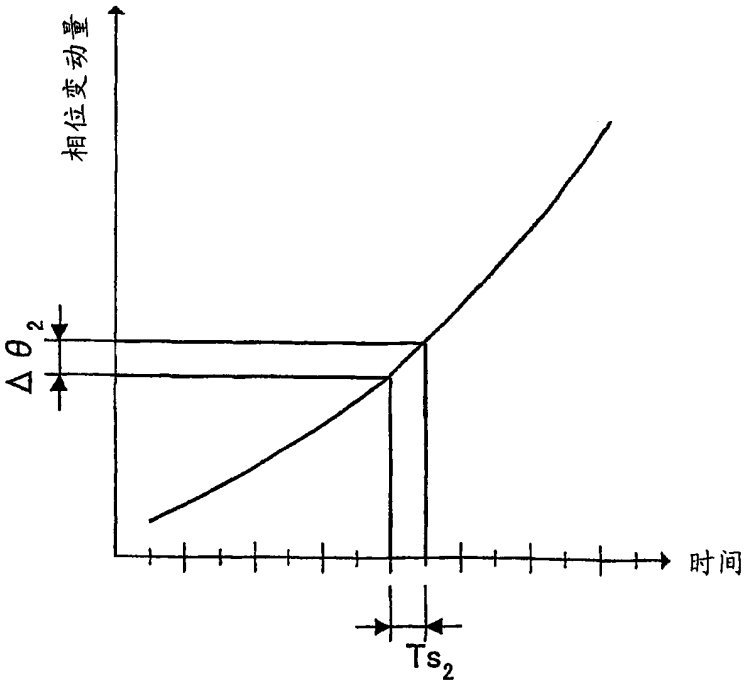


图 2B

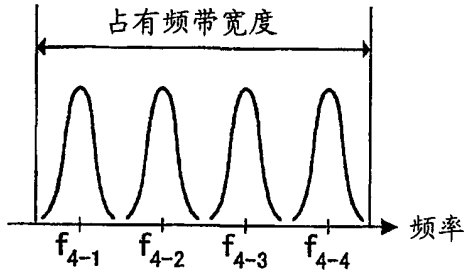


图 3A

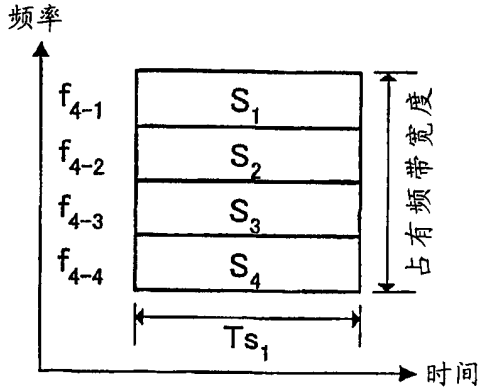


图 3B

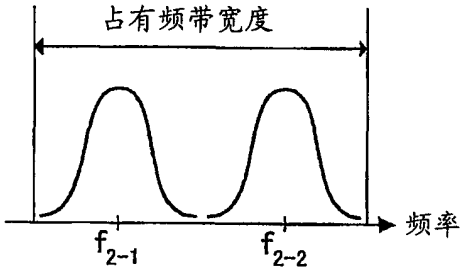


图 4A

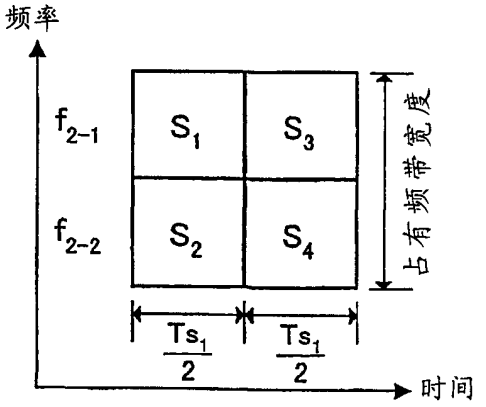


图 4B

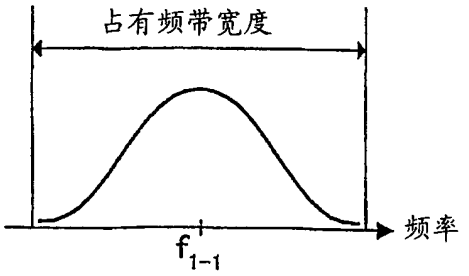


图 5A

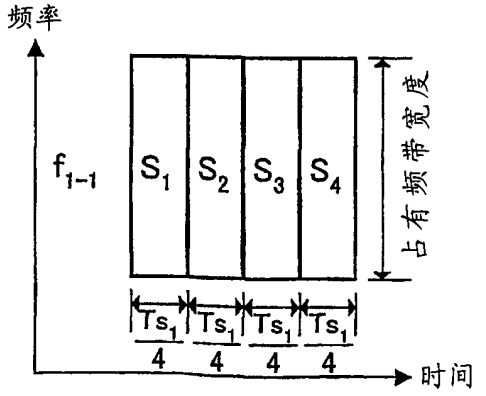


图 5B

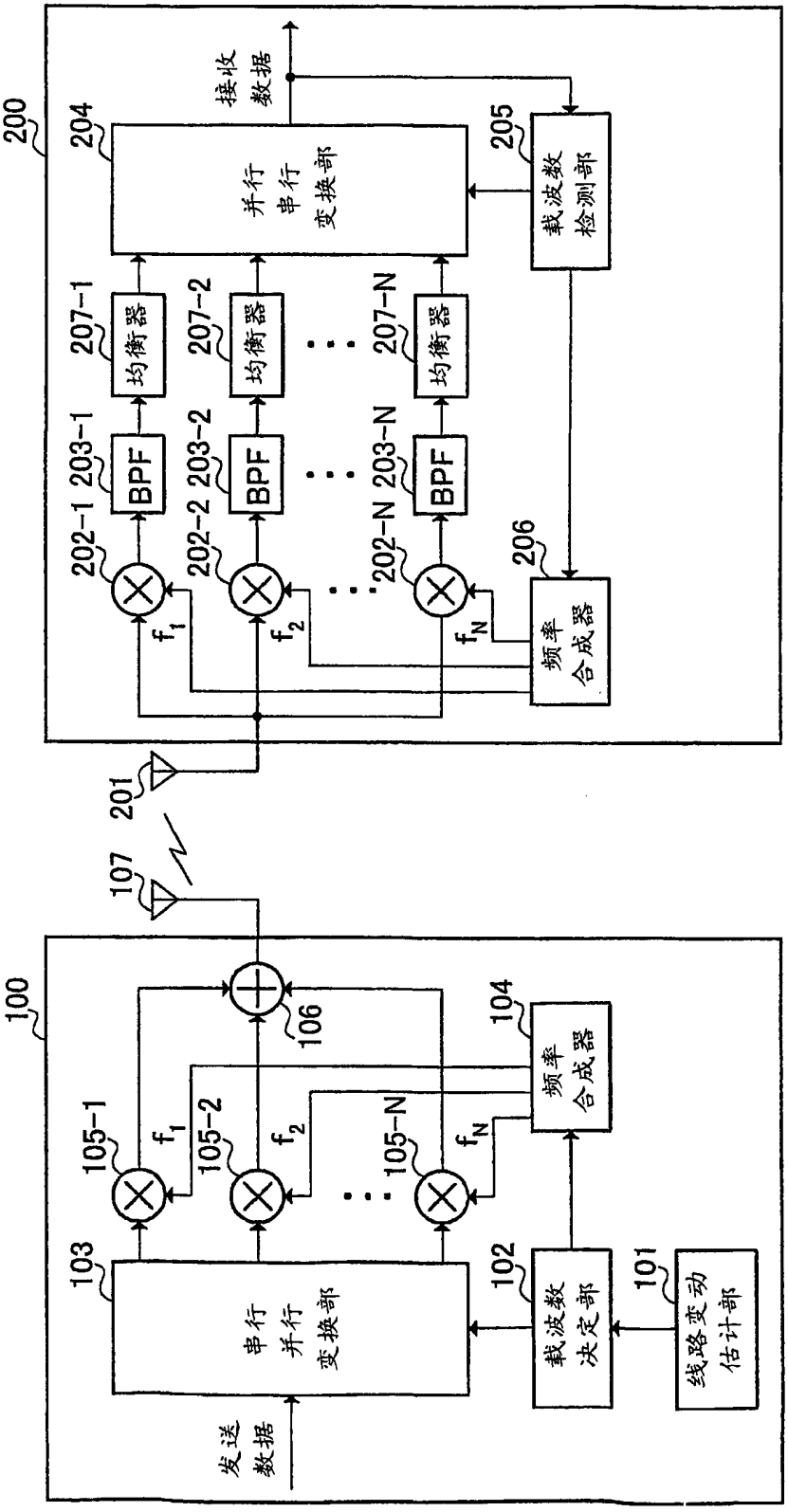

100
200
发送数据
串行并行变换部
载波数决定部
线路变动估计部
频率合成器
载波数检测部
并行串行变换部
接收数据
均衡器
BPF
频率合成器
103
102
101
104
105-1
105-2
105-N
106
107
201
202-1
202-2
202-N
203-1
203-2
203-N
204
205
206
207-1
207-2
207-N
f_1
f_2
f_N

图 6

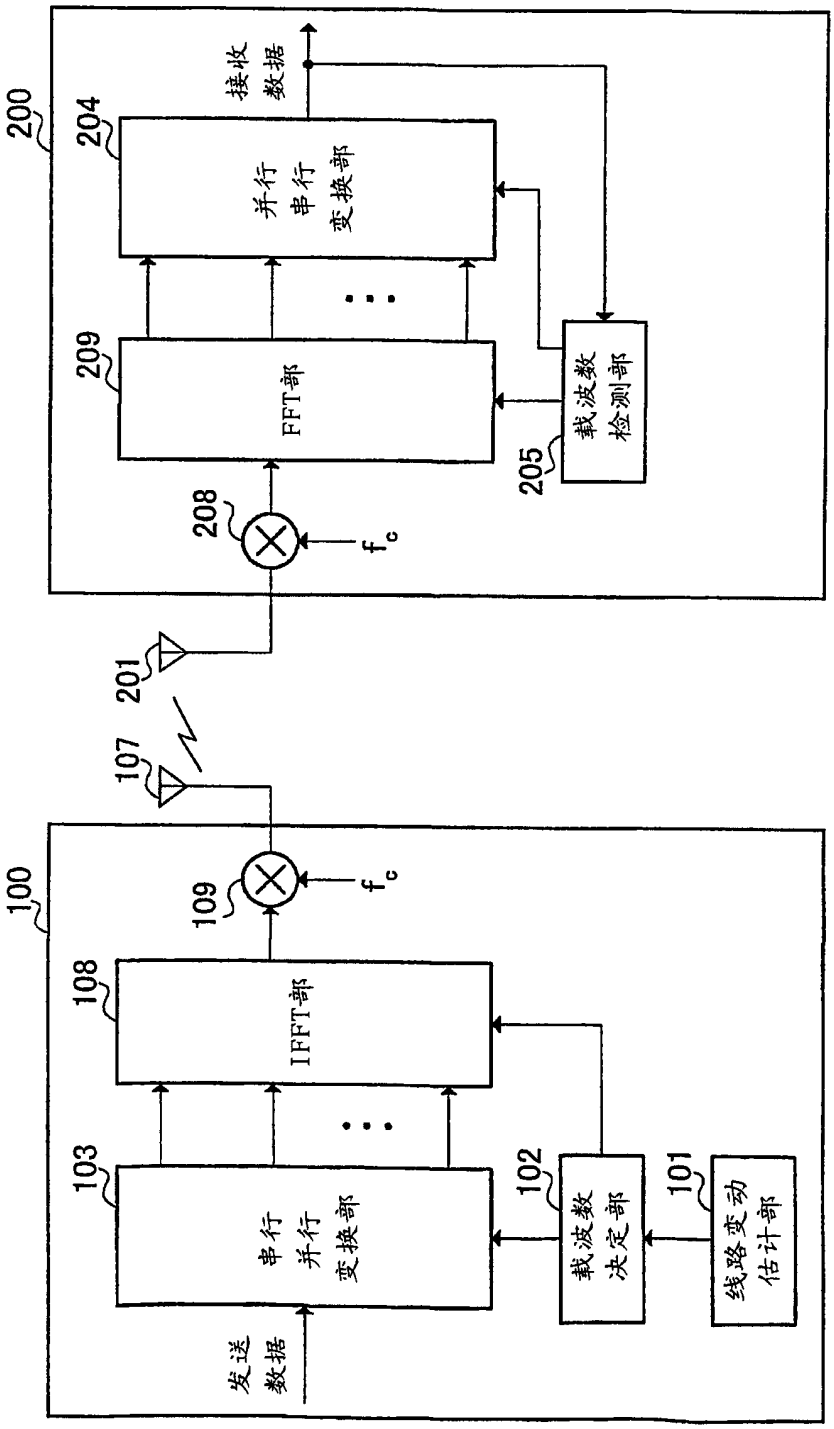

100
101
线路变动估计部
102
载波数决定部
103
串行并行变换部
108
IFFT部
109
f_c
107
201
200
208
f_c
209
FFT部
205
载波数检测部
204
并行串行变换部
接收数据
发送数据

图 7

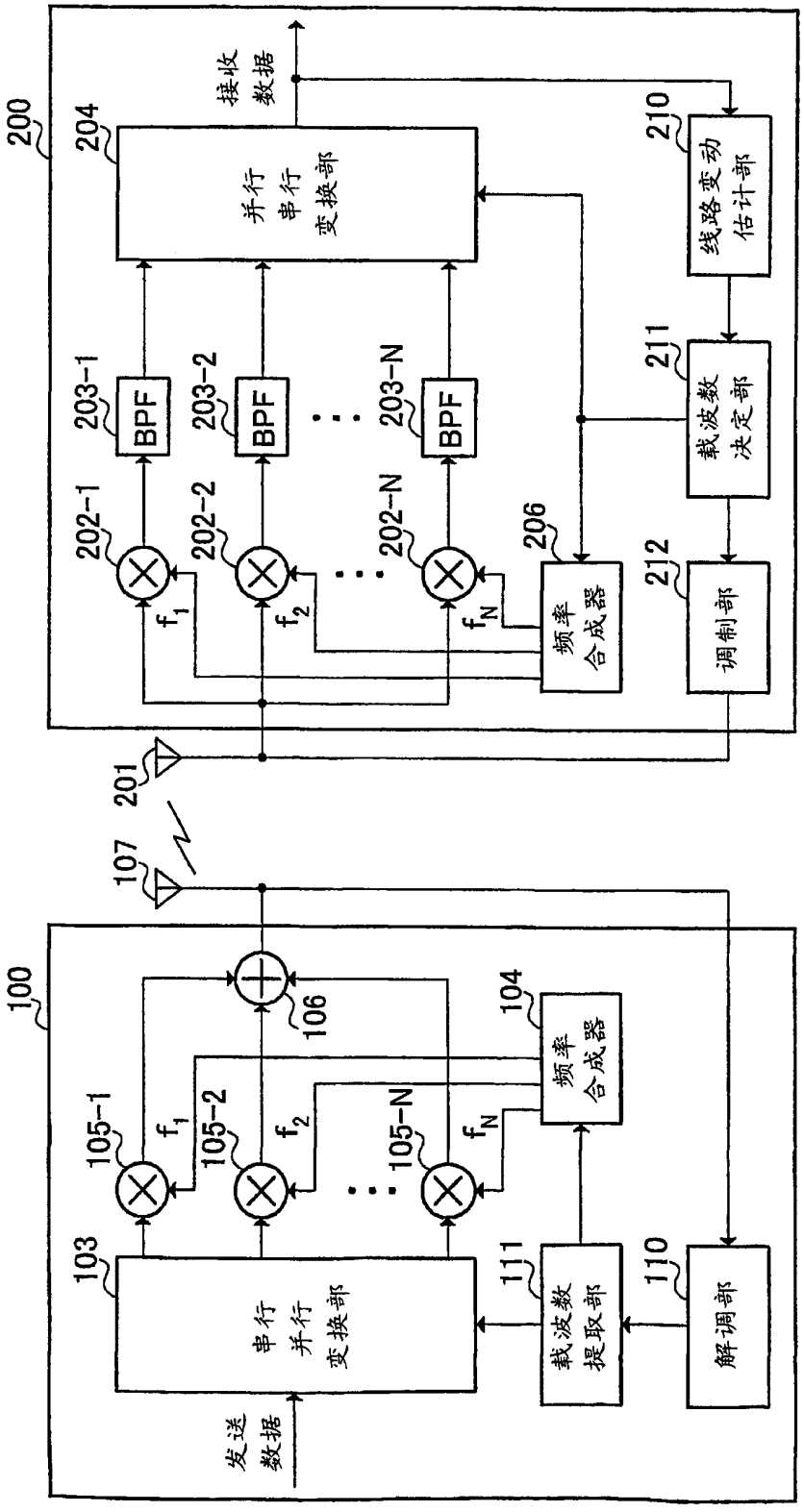

100
200
发送数据
串行并行变换部
103
105-1
105-2
105-N
f_1
f_2
f_N
106
107
201
104
频率合成器
111
载波数提取部
110
解调部
接收数据
并行串行变换部
204
202-1
202-2
202-N
203-1
203-2
203-N
BPF
206
频率合成器
212
调制部
211
载波数决定部
210
线路变动估计部

图 8

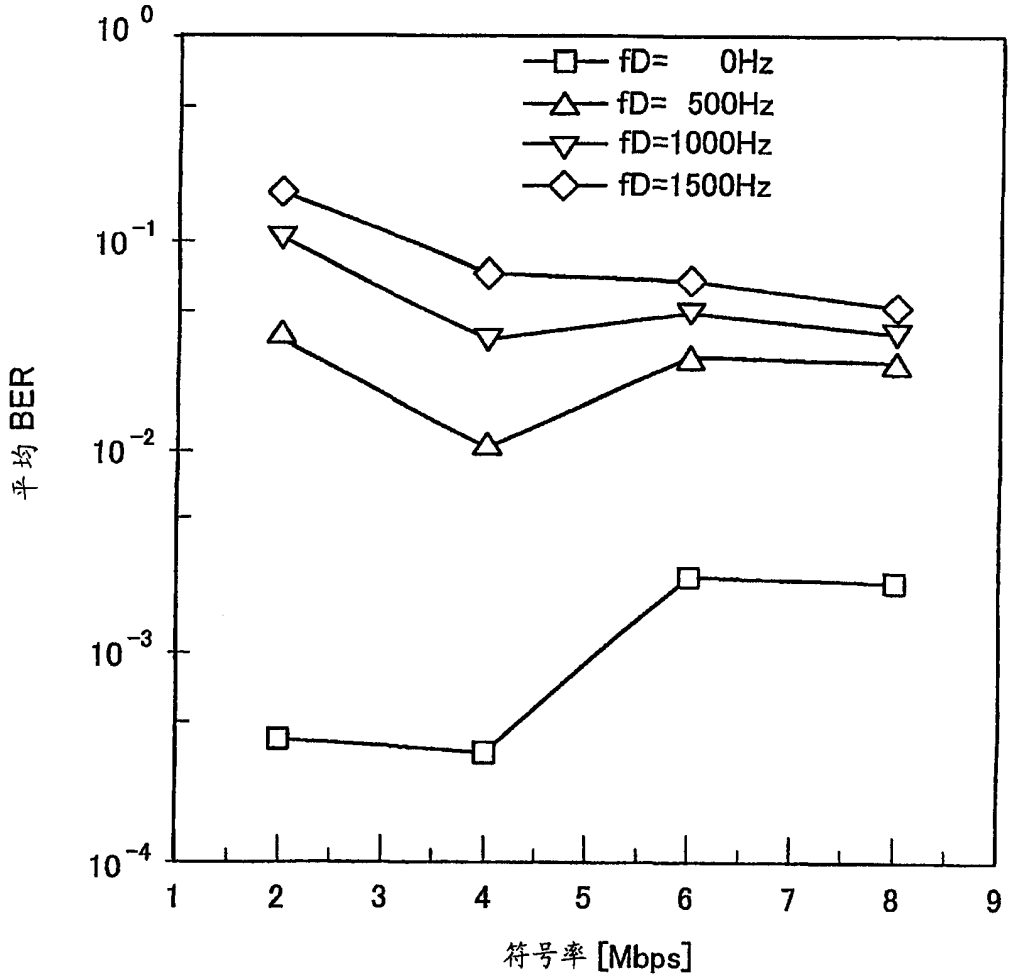

10 0
10 -1
10 -2
10 -3
10 -4
平均 BER
fD= 0Hz
fD= 500Hz
fD=1000Hz
fD=1500Hz
1
2
3
4
5
6
7
8
9
符号率 [Mbps]

图 9

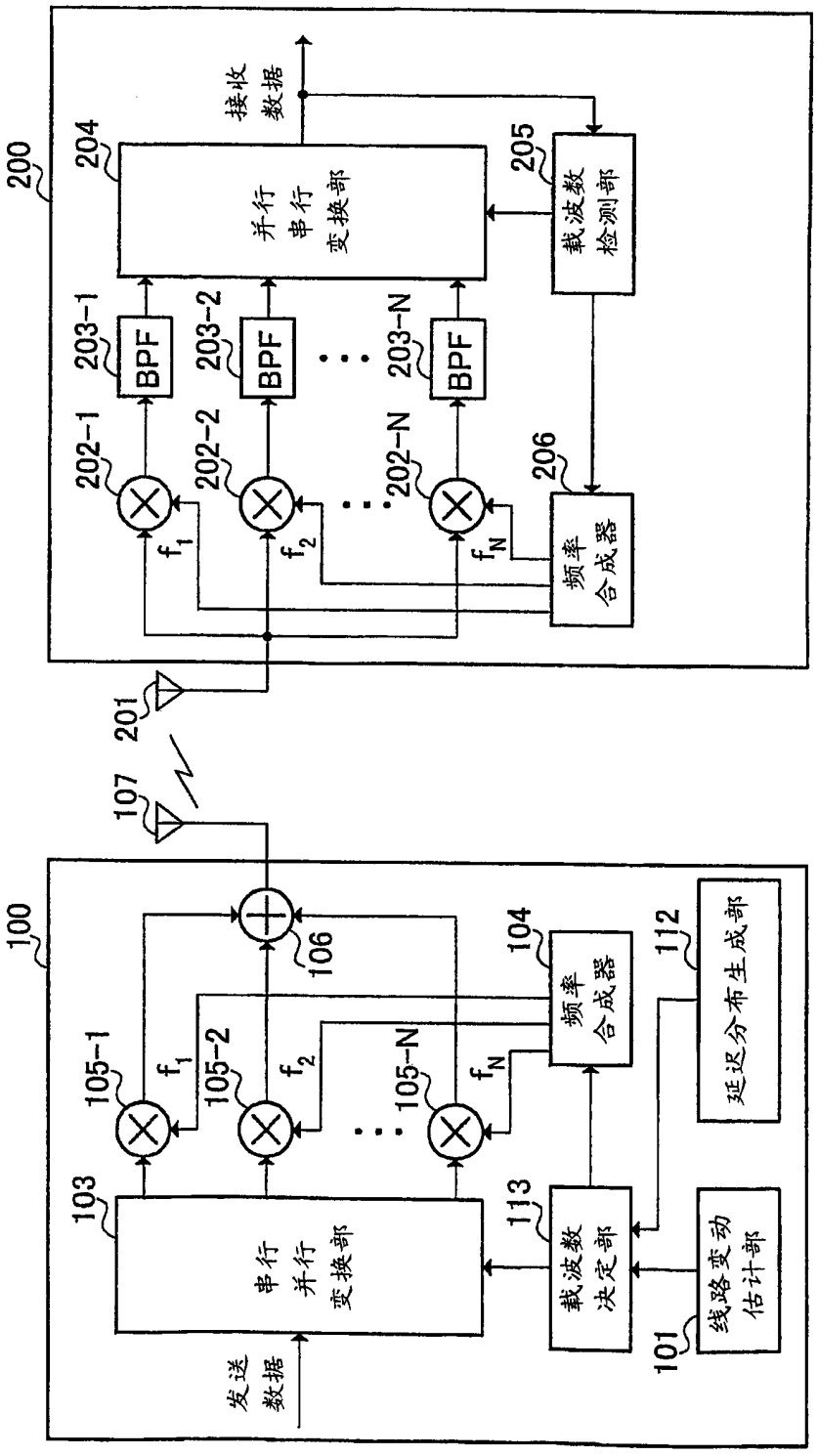

100
200
发送数据
串行并行变换部
103
105-1
105-2
105-N
f_1
f_2
f_N
106
107
201
202-1
202-2
202-N
203-1
203-2
203-N
BPF
并行串行变换部
204
接收数据
载波数检测部
205
频率合成器
206
频率合成器
104
载波数决定部
113
线路变动估计部
101
延迟分布生成部
112

图 10