(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 1783859 B
(45)授权公告日 2011.08.10

(21)申请号 200510124159.5
(22)申请日 2005.11.25
(30)优先权数据
2004-342942 2004.11.26 JP
(73)专利权人 索尼株式会社
地址 日本东京都
(72)发明人 田代信介
(74)专利代理机构 北京林达刘知识产权代理事务所(普通合伙) 11277
代理人 刘新宇
(51)Int.Cl.
H04L 25/49(2006.01)
(56)对比文件
WO 0025421 A1,2000.05.04, 全文.
CN 1358358 A,2002.07.10, 全文.
CN 1238878 A,1999.12.15, 全文.
审查员 袁翠

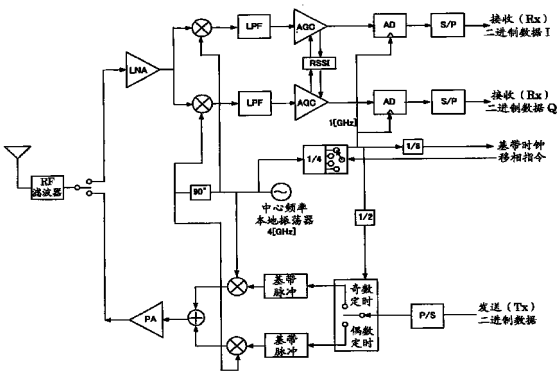
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 10 页

(54)发明名称

无线通信装置及无线通信方法

(57)摘要

提供一种无线通信装置及无线通信方法、以及计算机程序。以简易的RF电路结构实现高精度的载波跟踪。通过将RAKE接收结果映射在IQ平面上,从而得到相位误差判定值(P_{err_I}, P_{err_Q}),其中,该RAKE接收结果是对I轴以及Q轴各分量进行累计直到确定RAKE合成的数据输出为止而得到的。响应相位误差判定值超过5.625度,使传输路径测定值以及相位误差判定值在IQ平面上向与相位误差相反的方向只旋转11.25度。当由目前为止的合计观察到±180度的相位偏移时,将移相指令发送到RF部,变更AD转换的定时,将RF部的相位只校正1/4部分。



CN 1783859 B

1. 一种无线通信装置，具备RF处理部和根据RF处理后的信号进行载波跟踪的基带部，其特征在于，具备：

传输路径测定部，根据RF处理后的信号推定传输路径；

相位误差测定单元，测定由载波的相位误差值及其方向构成的相位误差判定值；

传输路径校正单元，将相位误差判定值与第一阈值进行比较，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，将所推定的传输路径向与相位误差相反的方向只旋转规定值；以及

码片位置校正单元，将响应于相位误差判定值超过前述第一阈值而进行的校正的校正量的合计值与第二阈值进行比较，响应于前述合计值超过前述第二阈值，向前述RF处理部输出移相指令，以使前述RF处理部响应于所述移相指令将载波信号的码片位置向与相位偏移相反的方向只校正规定量；

其中，当前述第一阈值为±5.625度时，前述规定值为±11.25度；以及当前述第二阈值为±180度时，前述规定量为1/4码片。

2. 根据权利要求1所述的无线通信装置，其特征在于，

还具备RAKE合成部，该RAKE合成部根据前述传输路径测定部的测定结果，进行RAKE接收，

前述相位误差测定单元，通过将RAKE接收结果映射在IQ平面上，从而得到相位误差判定值(P_{err_I}, P_{err_q})，其中，该RAKE接收结果是对I轴以及Q轴的各分量进行累计直到确定RAKE合成的数据输出为止而得到的。

3. 根据权利要求2所述的无线通信装置，其特征在于，

前述传输路径校正单元，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，使相位误差判定值(P_{err_I}, P_{err_q})在IQ平面上向与相位误差相反的方向只旋转前述规定值。

4. 一种无线通信方法，根据RF接收信号进行载波跟踪，其特征在于，具备：

传输路径测定步骤，根据RF处理后的信号推定传输路径；

相位误差测定步骤，测定由载波的相位误差值及其方向构成的相位误差判定值；

传输路径校正步骤，将相位误差判定值与第一阈值进行比较，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，将所推定的传输路径向与相位误差相反的方向只旋转规定值；

码片位置校正步骤，将响应于相位误差判定值超过前述第一阈值而进行的校正的校正量的合计值与第二阈值进行比较，响应于前述合计值超过前述第二阈值向前述RF处理部输出移相指令，以使前述RF处理部响应于所述移相指令将载波信号的码片位置向与相位偏移相反的方向只校正规定量；

其中，当前述第一阈值为±5.625度时，前述规定值为±11.25度；以及当前述第二阈值为±180度时，前述规定量为1/4码片。

5. 根据权利要求4所述的无线通信方法，其特征在于，

还具备RAKE合成步骤，该RAKE合成步骤根据前述传输路径测定步骤中的测定结果，进行RAKE接收，

在前述相位误差测定步骤中，通过将RAKE接收结果映射在IQ平面上，从而得到相位误差判定值(P_{err_I}, P_{err_q})，其中，该RAKE接收结果是对I轴以及Q轴的各分量进行累计直到确定RAKE合成的数据输出为止而得到的。

6. 根据权利要求5所述的无线通信方法，其特征在于，

在前述传输路径校正步骤中，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，使相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q}) 在 IQ 平面上向与相位误差相反的方向只旋转前述规定值。

无线通信装置及无线通信方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种如无线 LAN(Local Area Network :局域网) 或者 PAN(Personal Area Network :个人局域网) 那样在多个无线站之间相互进行通信的无线通信装置及无线通信方法,特别是涉及通过超宽带方式进行数据传送的无线通信装置及无线通信方法。

[0002] 更详细地讲,本发明涉及一种能够进行高精度的载波跟踪的无线通信装置及无线通信方法,特别是涉及以更简易的 RF(RadioFrequency,射频) 电路结构实现高精度的载波跟踪的无线通信装置及无线通信方法。

[0003] 背景技术

[0004] 将来,可预想以 UWB 为代表的近距离通信的 WPAN(WirelessPersonal Access Network :无线个人局域网),被装载在所有家电产品和 CE(Consumer Electronics :消费电子产品) 机器中,期待实现超过 100Mbps 的 CE 机器间的 P-to-P 传送或家庭内网络。在普及了毫米波带的利用的情况下,超过 1Gbps 的短距离无线也成为可能,也能够实现包含存储设备等的超高速近距离用 DAN(Device Area Network :设备域网络)。

[0005] 另外,最近,应用了 SS(Spread Spectrum :扩频) 方式的无线 LAN 系统已被实际应用。当利用扩频时,即使周围有利用相同频率进行的通信时,为了能够正常通信所需的 C/I,可以设定在比 0dB 低的电平。也就是说,即使以与自身信号相同的电平检测出其他人的信号,自身也仍然能够通信。特别是在 UWB 的情况下,比起必要的比特率,原本占有的频带宽度非常宽,因此,容易利用该 SS 通信方式。

[0006] 作为 SS 方式的一种的 DS(Direct Spread :直接扩展) 方式,在发送侧,通过将信息信号乘以被称为 PN(Pseudo Noise :伪噪声) 符号的随机符号序列,扩展占有频带进行发送,并在接收侧,通过将接收到的扩展信息信号乘以 PN 符号,进行逆扩展再现信息信号。

[0007] UWB 传送方式有两种 :DS-UWB 方式,使 DS 的信息信号的扩展速度高至极限 ;脉冲 -UWB 方式,使用数 100 皮秒程度的周期非常短的脉冲信号列构成信息信号,进行该信号列的接收发送。

[0008] DS-UWB 方式能够由 PN 符号速度控制频谱,但是需要使逻辑电路以 GHz 等级高速动作,因此,有容易增加消耗功率的问题。另一方面,脉冲 -UWB 方式,可以由脉冲发生器和低速的逻辑电路的组合构成,因此,有可以降低消耗功率的优点,但是有用脉冲发生器难以控制频谱的问题。

[0009] 另外,两种方式都可以通过扩展到例如从 3GHz 到 10GHz 的超宽频带的频带上进行接收发送,从而实现高速数据传送。该占有频带宽度是占有频带宽度除以其中心频率 (例如 1GHz ～ 10GHz) 得到的值大致为 1 的 GHz 等级的频带,与在使用了所谓 W-CDMA 或 cdma2000 方式、以及 SS(Spread Spectrum :扩频) 或 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing :正交频分复用) 方式的无线 LAN 中通常使用的频带宽度相比,也是超宽频带。

[0010] 对于利用回避 UWB 通信系统中的频谱问题的脉冲进行接收发送的通信装置,提出了方案 (例如,参照专利文献 1)。此时,避开小于等于作为 FCC 的频谱规范 (spectrum mask)

规定的 3GHz、现有的无线 LAN 系统中使用的 5GHz 带，将 7.5GHz 设定为传送频带的中心频率，生成传输波，并以相当于该频率的整数分之一的时间间隔，生成基带脉冲。将基带脉冲设为传输波一个周 期的整数倍长度的矩形波。然后，通过由传输波对基带脉冲进行频率调制，作出三周期脉冲。

[0011] 此时，小于等于 3GHz 和 5GHz 最初几乎没有能量，因此，即使考虑 FCC 规则或使用现有的 5GHz 带的通信系统，也基本没有脉冲波形的溃散，能量损失也少。另外，通过使带宽比率变小，天线或 RF 电路的设计变得相当容易。

[0012] 在此，在无线通信中，存在受多路径等传输路径的影响，接收信号的相位旋转的问题。因此，在无线接收机中，需要进行载波跟踪，施加校正以成为最适合的相位旋转量。

[0013] 已公开了当传送速率比 AD 转换器的上限速度快时和慢时载波跟踪方法不同的相位旋转部（例如，参照专利文献 1）。

[0014] 即，当传送速率比 AD 转换器的上限速度慢时，将采样值的平方值进行平均化，求出相位偏移，并进行返回与偏移部分相当的相位的处理。此时，相当于根据传输路径的推定进行旋转校正，因此，有速度限制，但精度高。

[0015] 另一方面，当传送速率比 AD 转换器的上限速度快时，进行模板匹配，该模板匹配是从接收信号的 I 轴分量和 Q 轴分量，使预先计算了每 45 度相位偏移的值通过简单的比较器。并且，选择与从被采样的值计算的相位偏移最接近的偏移相当的来自比较器的输出，将它设为载波跟踪后的值。

[0016] 但是，在这样的相位旋转部的结构中，由于需要进行采样值的平方计算，因此，安装在数字电路中时，将导致电路规模的增大。另外，当传送速率比 AD 转换器的上限速度快时，以 45 度的精度进行载波跟踪时，在跟踪后最大可能损耗一半功率，效率不高。

[0017] 专利文献 1：日本特开 2004-159196 号公报

[0018] 非专利文献 1：International Standard ISO/IEC 8802-11：1999(E)ANSI/IEEE Std 802.11,1999 Edition, Part11： Wireless LAN Medium Access Control(MAC)and Physical Layer(PHY)Specifications

[0019] 非专利文献 2：ETSI Standard ETSI TS 101761-1V1.3.1 Broadband Radio Access Networks(BRAN)；HIPERLAN Type 2；Data Link Control(DLC)Layer；Part1：Basic Data Transport Functions

[0020] 非专利文献 3：ETSI TS 101761-2V1.3.1Broadband Radio Access Networks(BRAN)；HIPERLAN Type 2；Data Link Control(DLC)Layer；Part2：Radio Link Control(RLC)sublayer

[0021] 非专利文献 4：日経エレクトロニクス 2002 年 3 月 11 日号“産声を上げる無線の革命児 Ultra Wideband”P.55-66

[0022] 本发明的目的在于，提供能够进行高精度载波跟踪的优良的无线通信装置及无线通信方法、以及计算机程序。

[0023] 本发明的其它目的在于，提供能够以更简易的 RF 电路结构实现高精度载波跟踪的优良的无线通信装置及无线通信方法、以及计算机程序。

[0024] 本发明是鉴于上述问题而提出的，其第一方面，是一种无线通信装置，具备 RF 处理部和根据 RF 处理后的信号进行载波跟踪的基带部，其特征在于，具备：

[0025] 传输路径测定部，根据 RF 处理后的信号推定传输路径；

[0026] 相位误差测定单元，测定由载波的相位误差值及其方向构成的相位误差判定值；

[0027] 传输路径校正单元，将相位误差判定值与第一阈值进行比较，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，将所推定的传输路径向与相位误差相反的方向只旋转规定值；以及

[0028] 码片位置校正单元，将响应于相位误差判定值超过前述第一阈值而进行的校正的校正量的合计值与第二阈值进行比较，响应于前述合计值超过前述第二阈值，向前述 RF 处理部输出移相指令，以使前述 RF 处理部响应于所述移相指令将载波信号的码片位置向与相位偏移相反的方向只校正规定量，从而通过 RF 部的相位移位对较大的载波相位误差进行校正；

[0029] 其中，当前述第一阈值为主 5.625 度时，前述规定值为 ±11.25 度；以及当前述第二阈值为 ±180 度时，前述规定量为 1/4 码片。

[0030] 与本发明有关的无线通信装置还具备传输路径测定部，该传输路径测定部根据 RF 处理后的信号推定传输路径。并且，前述传输路径校正单元，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，使传输路径推定值向与相位误差相反的方向只旋转前述规定值，从而能够校正较小的载波相位误差。

[0031] 另外，还具备 RAKE（耙）合成部，该 RAKE 合成部根据前述传输路径测定部的测定结果，进行 RAKE 接收。并且，前述相位误差测定单元，通过将 RAKE 接收结果映射在 IQ（正交）平面上，从而可在 IQ 平面上得到相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q})，其中，该 RAKE 接收结果是对 I（虚）轴以及 Q（实）轴各分量进行累计直到确定 RAKE 合成的数据输出为止而得到的。此时，前述传输路径校正单元，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，使相位误差判定值 (P_{err_I},P_{err_q}) 在 IQ 平面上向与相位误差相反的方向只旋转前述规定值，从而能够校正较小的载波相位误差。

[0032] 在无线通信中，受多路径等传输路径的影响，存在接收信号的相位旋转的问题。因此，在无线接收机中，需要进行载波跟踪，并执行校正，使成为最适合的相位旋转量。

[0033] 根据本发明，能够进行高精度的载波跟踪。另外，可在由数字电路构成的基带处理部中进行大部分的载波跟踪处理，因此，不需要进行 RF 电路内的载波频率控制。

[0034] 另外，根据本发明，当相位误差大时，通过在 RF 电路内变更 AD 转换的定时进行载波跟踪，因此，不需要 VC-TCXO（压控－温度补偿晶体振荡器）等高精度的振荡器。结果，可更简单地安装接收机中的 RF 电路，并且可以同时得到实现低消耗功率的效果。

[0035] 另外，本发明的第二方面，是一种计算机程序，以计算机可读形式被记述，使在计算机系统中执行 RF 处理后的数字信号的基带处理，其特征在于，具备：

[0036] 相位误差测定步骤，测定由载波的相位误差值及其方向构成的相位误差判定值；

[0037] 第一相位误差校正步骤，将相位误差判定值与第一阈值进行比较，响应相位误差判定值超过前述第一阈值，执行第一相位误差校正处理；

[0038] 第二相位误差校正步骤，将相位误差判定值与大于前述第一阈值的第二阈值进行比较，响应相位误差判定值超过前述第二阈值，执行第二相位误差校正处理。

[0039] 与本发明的第二方面有关的计算机程序，定义了为在计算机系统中实现规定处理而以计算机可读形式记述的计算机程序。换句话说，通过将与本发明的第二方面有关的计

算机程序安装在计算机系统中，在计算机系统中发挥协动作用，可得到与本发明的第一方面有关的无线通信装置相同的作用效果。

[0040] 根据本发明，可以提供能够进行高精度的载波跟踪的优良的无线通信装置及无线通信方法、以及计算机程序。

[0041] 另外，根据本发明，可以提供能够以更简易的 RF 电路结构实现高精度的载波跟踪的优良的无线通信装置及无线通信方法、以及计算机程序。

[0042] 另外，本发明的第三方面，是一种无线通信方法，根据 RF 接收信号进行载波跟踪，其特征在于，具备 ：

[0043] 传输路径测定步骤，根据 RF 处理后的信号推定传输路径 ；

[0044] 相位误差测定步骤，测定由载波的相位误差值及其方向构成 的相位误差判定值 ；

[0045] 传输路径校正步骤，将相位误差判定值与第一阈值进行比较，响应于相位误差判定值超过前述第一阈值，将所推定的传输路径推定值向与相位误差相反的方向只旋转规定值 ；

[0046] 码片位置校正步骤，将响应于相位误差判定值超过前述第一阈值而进行的校正的校正量的合计值与第二阈值进行比较，响应于前述合计值超过前述第二阈值向前述 RF 处理部输出移相指令，以使前述 RF 处理部响应于所述移相指令将载波信号的码片位置向与相位偏移相反的方向只校正规定量 ；

[0047] 其中，当前述第一阈值为 ±5.625 度时，前述规定值为 ±11.25 度 ；以及当前述第二阈值为 ±180 度时，前述规定量为 1/4 码片。

[0048] 通过基于后述的本发明的实施方式和附图的更详细的说明，本发明的其它目的、特征和优点将变得很明显。

[0049] 图 1 是示意性地表示与本发明的一个实施方式有关的无线通信装置中的 RF 处理部的结构的图。

[0050] 图 2 是表示具有 90 度相位差的 I 轴以及 Q 轴信号、和将其相乘后 (Envelope) 的信号波形的图像的图。

[0051] 图 3 是示意性地表示与本发明的实施方式有关的无线通信装置中的基带处理部的结构的图。

[0052] 图 4 是示意性地表示在本发明的实施方式中用于无线传送的信号的格式结构例的图。

[0053] 图 5 是更详细地表示图 3 所示的接收系统的结构的图。

[0054] 图 6 是表示物理层序列控制部内的载波跟踪部的结构的图。

[0055] 图 7 是表示在数据蓄积部 21 内进行 I 轴以及 Q 轴各分量的加法处理的电路结构的图。

[0056] 图 8 是将进行 I 轴以及 Q 轴各分量的加法处理的操作表示在 IQ 平面上的图。

[0057] 图 9 是将载波相位误差表示在 IQ 平面上的图。

[0058] 图 10 是表示当载波相位误差超过 5.625 度时的相位误差检测以及通道响应旋转部 22 的动作的图。

[0059] 图 11 是表示载波跟踪以及相位校正的动作次序的流程图。

[0060] 符号说明

[0061] 10 :基带处理部

[0062] 11 :扩展调制部

[0063] 12 :传输路径测定部

[0064] 13 :前导终端检测部

[0065] 14 :RAKE 合成部

[0066] 具体实施方式

[0067] 15 :物理层序列控制部

[0068] 下面参照附图详细说明本发明的实施方式。

[0069] 图 1 示意性地示出了与本发明的一个实施方式有关的无线通信装置中的 RF 处理部的结构。图示的 RF 处理部是典型的 Π/2 移相 BPSK 方式的收发机，是根据来自 A/D 变换之后的基带侧的控制信号，将 1GHz 的采样频率的相位转换为四个阶段的结构。

[0070] 在发送系统中，从基带处理部（图 1 中未示出）送过来的发送信号被进行并行 - 串行转换后，由 500MHz 的定时交替分配成奇数定时和偶数定时，并被脉冲整形。它们由具有正交关系的 4GHz 的载波分别进行 BPSK 调制并被相加，并由功率放大器进行放大后，经过 RF 滤波器从天线进行无线发送。图 2 示出了具有 90 度相位差的 I 轴以及 Q 轴信号和将其相乘后 (Envelope) 的信号波形的图像。

[0071] 在接收系统中，由天线接收的无线型号通过 RF 滤波器以及低噪音放大器，以中心频率信号为 4GHz 以及具有其 90 度相位差的频 率信号进行频率合成并进行正交检波，从而分离为 I 轴以及 Q 轴，分别根据 RSSI（接收信号电场强度）进行 AGC。并且，由 A/D 转换器以 1GHz 间隔，作为数字信号进行采样。并且被采样的 I/Q 信号，被进行串行 - 并行转换，之后由基带处理部进行数字处理。

[0072] 根据本地振荡器生成的本地频率 4GHz 为 RF 处理部中的载波频率。

[0073] 另外，该载波频率被进行 1/4 分频，作为 AD 转换器的采样速率即码片速率 1GHz 进行供给。

[0074] 另外，码片速率 1GH z 进一步被进行 1/8 分频，作为基带处理部（后述）的时钟频率 125MHz 给出。

[0075] 在此，基带处理部的时钟频率，从码片速率的整数分之一且能够由处理 (process) 实现的动作速度中选择即可。如果是通常的频谱扩展 (SS) 方式的接收机，则能够使基带处理部以与码片速率相同的时钟频率进行动作。但是，在 UWB 方式中，与码片速率相同的时钟频率的消耗功率过大，因此，设为码片速率的整数分之一。

[0076] 另外，振荡器具备响应来自基带处理部的移相指令 (PhaseShift) 而将码片定时即码片内相位从 0/4 转换为 2/4 的机构，由此能够对 RF 处理部的相位进行移位。

[0077] 图 3 示意性地示出了与本发明的实施方式有关的无线通信装置中的基带处理部的结构。图示的基带处理部 10，作为发送系统具备进行信息信号的扩展处理的扩展调制部 (Direct Spreader)11，作为接收系统，具备 :传输路径测定部 (Channel Measure)12，进行传输路径的延迟特性 (profile) 测定 ;前导终端检测部 (Preamble EndDetect)13，检测前导信号的终端 ;以及 RAKE 合成部 14，对多路径信号的能量进行 RAKE 合成并解调信号。这些收发系统的各功能电路部，由物理层序列控制部 (PhySequenceControl)15 进行总体控

制。

[0078] 在该基带处理部 10 的发送系统中，由扩展调制部 11 对从与通信协议的上层相当的 MAC 层电路发送来的发送信号实施直接扩展，发送到 RF 处理部的发送系统。对于基带处理部 10 的接收系统中的信号处理次序，将在后面叙述。

[0079] 另外，在本实施方式中，在物理层序列控制部 15 内配设有载波跟踪模块，对于其结构和动作，将在后面详细说明。

[0080] 图 4 示意性地示出了在本发明的实施方式中，用于无线传送的信号的格式结构例。

[0081] 如图所示，发送信号由前导部 (Preamble)、PHY 信头 (header) 部以及有效负载 (Payload) 部构成，其中，前导部用于进行信号检测以及同步获得等处理；PHY 信头部记述了 PHY 层用控制信息。有效负载部还可以分离为 MAC 信头部和 MAC 有效负载部，但是与本发明的要点没有直接关联，因此，在此省略说明。

[0082] 前导部由以 128 码片组成的短码模式 (Spread Sequence：扩频序列) 的模式构成。在本实施方式中，准备有自相关特性良好的两个短码模式 A 及 B。

[0083] 在前导部的前头多次重复模式 B，作为用于使 AGC 增益稳定的区域使用。在图 4 所示的例子中，只重复三次模式 B 用于 AGC，但是需要确保与 AGC 稳定的期间相应的该区域。

[0084] 另外，在 AG C 用的区域之后，配置为使用 10 符号的模式 A 构成的传输路径测定用的训练模式只重复五次。

[0085] 并且，训练模式之后，配置使用七个模式 B 构成的前导终端检测用模式。

[0086] 但是，本发明的要点并不限定于图 4 所示的格式结构，能够适当变更构成各模式的参数值等。

[0087] 图 5 更详细地示出了图 3 所示的接收系统的结构。基带处理部的接收系统具备：传输路径测定部 (Channel Measure)12，进行传输路径的延迟特性测定；前导终端检测部 (PreambleEndDetect)13，检测前导信号的终端；以及 RAKE 合成部 14，对多路径信号的能量进行 RAKE 合成并解调信号，该基带处理部的接收系统由物理层序列控制部 (PhySewquenceControl)15 总体控制。

[0088] 在下面的说明中，RF 处理部的载波频率设为 4GHz，A/D 转换的采样速率即码片速率设为 1GHz，基带处理部的时钟频率设为 125MHz。

[0089] 在此，基带处理部 10 的时钟频率，是码片速率的整数分之一且从能够由处理实现的动作速度中选择即可。在本实施方式中，时钟频率 125MHz 相当于码片速率 1GHz 的八分之一。如果是通常的频谱扩展 (SS) 方式的接收机，则能够使基带处理部以与码片速率相同的时钟频率动作。但是，在 UWB 方式中，使用与码片速率相同时钟频率，消耗功率将过大，因此，设为码片速率的整数分之一使用。

[0090] 由 RF 处理部接收的前导信号，通过载波频率为 4GHz 以及具有 90 度相位差的频率进行正交检波、被分离得到的 I 轴以及 Q 轴信号，在由 A/D 转换器器变换为数字信号后，被输入到传输路径测定部 (ChannelMeasure)12，进行传输路径的延迟特性测定。

[0091] 如果是通常的频谱扩展 (SS) 方式的接收机，则能够使基带处理部以与码片速率相同的时钟频率动作。如果是此时，可通过取得滑动相关进行传输路径测定。但是，在 UWB 方式中，由于使用与码片速率相同的时钟频率时消耗功率将过大，因此，通过使基带的时钟

数为码片速率的整数分之一（前述），所以无法进行利用了滑动相关的传输路径测定。

[0092] 因此，在本实施方式中，传输路径测定部通过对每个短码进行逆扩展，进行传输路径测定。测定的区间是短码的码片数 128× 码片速率 1 纳秒＝ 128 纳秒。

[0093] 传输路径测定部 12，响应来自物理层序列控制部 15 的传输路径测定指令 (Measure Control)，进行传输路径的测定。并且，128 点中只选出规定数量的信号电平大的通道，将各位置 (BigPathIndex) 和能量值 (BigPathEnergy) 输出到物理层序列控制部。

[0094] 物理层序列控制部 15，当检测信号时，结束传输路径测定，将被检测出最大能量的通道的位置 (Index) 交给前导终端检测部 13。在前导终端检测部 13 中，对该最大通道检测表示前导结束的信号，并将该值 (PreambleEndDetectDecisionValue) 返回给物理层序列控制部 15。并且，物理层序列控制部 15，使用 PreambleEndDetectDecisionValue 进行前导的结束判定。

[0095] 作为接收发送无线信号时的问题点之一，可以举出多路径衰落。这是如下的现象：通信电波被建筑物或其他物体等反射，以不同路径到达接收侧，从不同方向到达的电波彼此相互干扰，从而接收信号变得混乱。

[0096] RAKE 接收意味着接收多个电波，从通过多路径传输路径从而叠加了多个延迟波的接收信号，通过逆扩展处理分离期望信号，将分散的信号功率集中到一个中。即，利用具有直接频谱扩展的逆扩展的时间分解的效应，对分离的各通道的信号使时间和相位一致进行合成（例如，根据通道的 S/N 比附加权重进行最大比例合成）。根据 RAKE 接收，可以有效地合成时间上分散的期望信号功率。

[0097] 在本实施方式中，当由上述操作发现前导终端时，不久数据本身（即 PHY 信头以及有效负载）将到达。物理层序列控制部 15 按照该定时，在 RAKE 合成部 14 设置 N 个通道各自的传输路径复振幅值和扩展率，使 RAKE 合成处理开始。作为接收符号的 RAKE 合成部的输出的 I 轴分量成为解调数据。

[0098] 如上所述，在本实施方式中，在物理层序列控制部 15 内进行载波跟踪。图 6 示出了载波跟踪部的结构。

[0099] RAKE 合成部 14 的输出，作为 I 轴以及 Q 轴的接收数据被送到下一工序（未图示），并且，为了检测各轴分量的载频相位的偏移，返回到物理层序列控制部 15。

[0100] 在物理层序列控制部 15 内的数据蓄积部 (DataAccumuration)21 中，将数据相加直到确定 RAKE 合成部 14 输出的定时（即，RAKE 合成部的数据使能信号）被输出时为止。

[0101] 在图 7 中图解了在数据蓄积部 21 内进行 I 轴以及 Q 轴的各分量的加法处理的电路结构。如该图所示，RAKE 合成输出的 I 轴分量，其绝对值被相加。另一方面，Q 轴分量在对应的 I 轴分量的极性是负时，使极性颠倒后再相加。在图 8 中将进行 I 轴以及 Q 轴各分量加法处理的操作表示在 IQ 平面上。如该图所示，进行与将全部接收点集中在 I ＞ 0 的平面的对应的操作。

[0102] 相位误差检测以及通道响应旋转部 22，供给 I 轴以及 Q 轴的各分量的相位误差判定值 (Phase Error Estimation Value) 即 (P_{err_I}, P_{err_q})。另一方面，数据蓄积部 21 中的 I 轴以及 Q 轴的各分量累计值，在 RAKE 合成部 14 的数据使能信号的下一个时钟被输出，与通过滤波器后的相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q}) 的值相加。

[0103] 在图 9 中将载波相位误差表示在 IQ 平面上。从该图可知，载波相位误差作为一个

方向的旋转被观测。在图示的例子中，当接收载波频率大于发送载波频率时，在 IQ 平面上以逆时针旋转；当接收载波频率小于载波频率时，在 IQ 平面上以顺时针旋转。

[0104] 这样，相位误差检测以及通道响应旋转部 22，将根据传输路 径测定值进行的 RAKE 接收结果映射在 IQ 平面上，从而得到相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q})。

[0105] 另外，相位误差检测以及通道响应旋转部 22，具有对载波相位误差在 IQ 平面上超过 5.625 度进行检测的功能。图 10 示出了载波相位误差超过 5.625 度时的相位误差检测以及通道响应旋转部 22 的动作。在图示的例子中，分别对传输路径推定值和载波相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q})，向与相位误差相反的方向只旋转 11.25 度。结果，可以将载波的相位误差限制在 ±5.625 度内。这样，可在由数字电路构成的基带处理部中进行大部分的载波跟踪处理，因此，不需要进行 RF 电路内的载波频率控制。

[0106] 另外，相位误差检测以及通道响应旋转部 22，进行传输路径推定值以及载波相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q}) 的相位校正的同时，在内部计数器（未图示）中，如果相位校正方向为正只加 -1、为负时只加 +1。当相位误差的正负和计数器值成为 ±15、±16 时，可以认为由目前为止的合计观测到了 ±180 度的相位偏移。这相当于 1/8 码片部分的接收位置偏移。因此，相位误差检测以及通道响应旋转部 22，对 RF 处理部发送移相指令，该移相指令用于将载波信号的码片位置，在与观测到的相位偏移相反的方向上只校正 1/4 码片部分。

[0107] RF 处理部内的振荡器具有响应来自基带处理部的移相指令而将码片定时即码片内相位从 0/4 转换到 2/4 的机构，由此，变更 AD 转换的定时，能够对 RF 处理部的相位只校正 1/4 部分（前述）。

[0108] 在载波跟踪部中，重复执行如上所述的动作直到结束 RAKE 接收为止。

[0109] 在图 11 中以流程图的形式表示与本实施方式有关的载波跟踪以及相位校正的动作次序。

[0110] 首先，将 RAKE 合成部 14 的输出与每个 I 轴以及 Q 轴分量进行 累加（步骤 S1）直到确定 RAKE 合成部 14 的输出为止（步骤 S2）。在此，I 轴分量，其绝对值被相加。另一方面，Q 轴分量在对应的 I 轴分量的极性为负时，使极性颠倒后进行相加。由此，进行与将全部接收点集中在 $I > 0$ 的平面对应的操作。

[0111] 并且，当 RAKE 合成部 14 的输出确定时，I 轴以及 Q 轴各分量的累计值，在 RAKE 合成部 14 的数据使能信号的下一个时钟被输出，与通过滤波器后（步骤 S3）的相位误差判定值 (P_{err_I}, P_{err_q}) 的值相加（步骤 S4）。

[0112] 当在 IQ 平面观察时，载波相位误差作为一个方向的旋转被观测，即，当接收载波频率大于发送载波频率时，在 IQ 平面上以逆时针旋转；当接收载波频率小于发送载波频率时，在 IQ 平面上以顺时针旋转。

[0113] 其次，进行得到的载波相位的误差判定（步骤 S5）。在本实施方式中，根据载波相位误差在 IQ 平面上是否超过 5.625 度，来进行误差判定。

[0114] 在此，当载波相位误差在 IQ 平面上超过 5.625 度时，在基带处理部 10 内对相位误差进行数字校正。具体地讲，使传输路径推定值向与载波相位误差相反的相位方向只旋转 11.25 度（步骤 S6），并且，使相位误差判定值的累加值即误差判定用累计值向与载波相位误差相反的相位方向只旋转 11.25 度（步骤 S7）。结果，可以将载波相位误差限制在 ±5.625 度内。这样，可在由数字电路构成的基带处理部中进行几乎所有的载波跟踪处理，

因此，不需要进行 RF 电路内的载波频率控制。

[0115] 另外，进行传输路径推定值以及载波相位误差判定值（P_{err_I}，P_{err_q}）的相位校正的同时，在计数器中，如果相位校正方向为正只加 -1、为负时只加 +1。并且，当目前为止的校正次数大于等于规定的阈值时，具体地讲当相位误差的正负与计数器值成为 ±15、±16 时，可以认为由目前为止的合计观测到了 ±180 度的相位偏移。这相当于 1/8 码片部分的接收位置偏移。

[0116] 此时，代替上述数字载波相位校正，启动模拟载波相位校正。具体地讲，对 RF 处理部发送移相指令，该移相指令用于将载波信号的码片位置，在与观测到的相位偏移相反的方向上只校正 1/4 码片部分。

[0117] RF 处理部内的振荡器具有响应来自基带处理部的移相指令而将码片定时即码片内相位从 0/4 转换到 2/4 的机构，由此，变更 AD 转换的定时，能够对 RF 处理部的相位只校正 1/4 部分（前述）。

[0118] 并且，在结束 RAKE 接收为止的期间，重复执行如上所述的动作（步骤 S10）。

[0119] 如上所述，根据本发明，能够进行高精度的载波跟踪。另外，可在由数字电路构成的基带处理部中进行几乎全部的载波跟踪处理，因此，不需要进行 RF 电路内的载波频率控制。

[0120] 另外，根据本发明，当相位误差大时，通过在 RF 电路内变更 AD 转换的定时进行载波跟踪，因此，不需要 VC-TCXO（压控 - 温度补偿晶体振荡器）等高精度振荡器。结果，可以更简单地安装接收机中的 RF 电路，并且可以同时得到实现低消耗功率的效果。

[0121] 产业上的可利用性

[0122] 以上，参照特定实施方式详细说明了本发明。但是，在不超出本发明要点的范围内，本领域技术人员可以修正或代用该实施方式。

[0123] 在本说明书中，以进行频谱扩展应用超宽带通信的实施方式为中心说明了本发明，但是本发明的要点不限定于此，即使是通常的进行频谱扩展的通信方式，本发明当然也同样能够实现。

[0124] 归纳起来，以例示的方式公开了本发明，但是不应该限定解释本说明书的记载内容。要判断本发明的要点，应该参考权利要求。

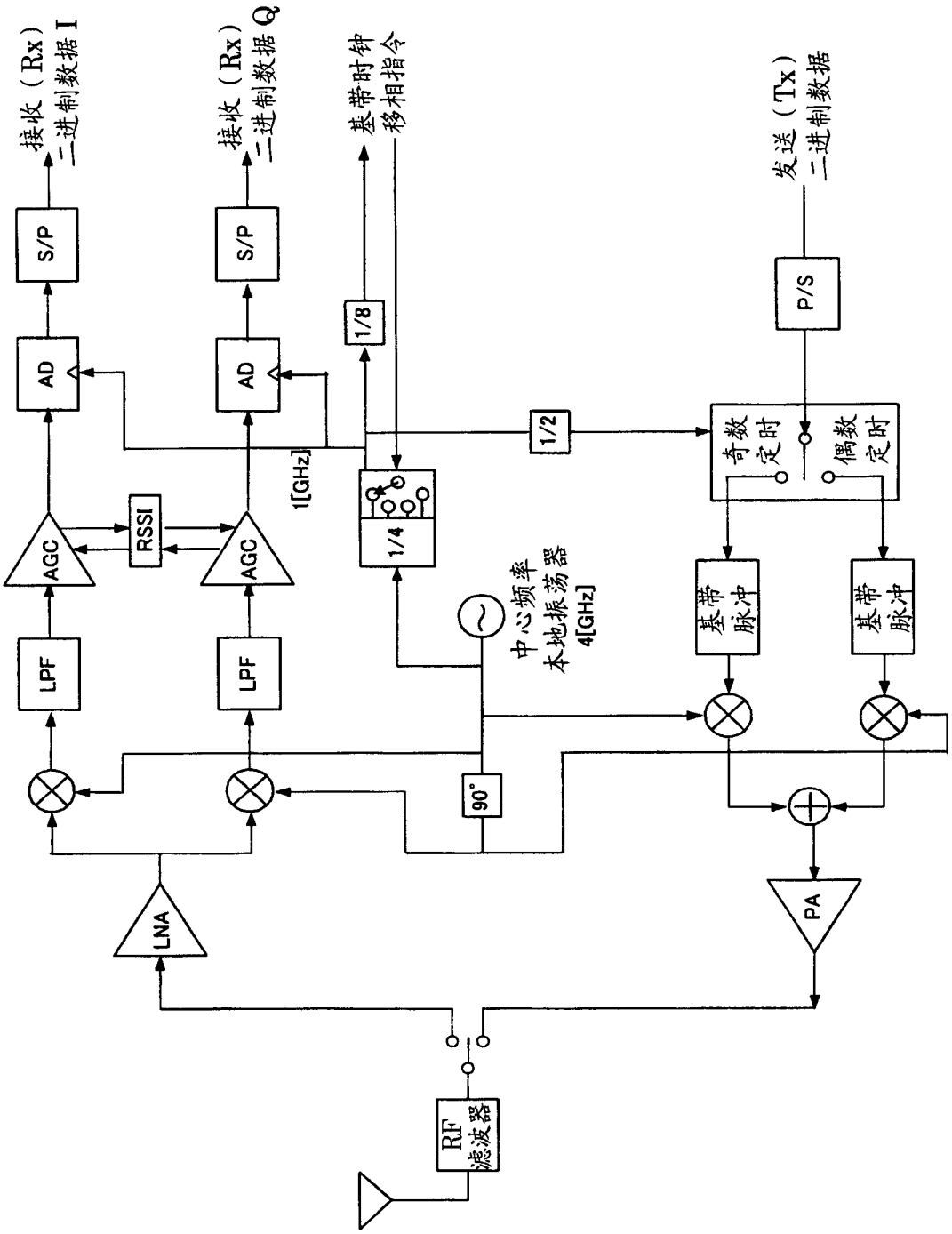

接收（Rx）二进制数据 I
接收（Rx）二进制数据 Q
基带时钟移相指令
发送（Tx）二进制数据
S/P
S/P
P/S
AD
AD
1/8
1/2
奇数定时
偶数定时
1[GHz]
1/4
AGC
RSSI
AGC
LPF
LPF
中心频率本地振荡器 4[GHz]
基带脉冲
基带脉冲
90°
LNA
PA
RF滤波器

图 1

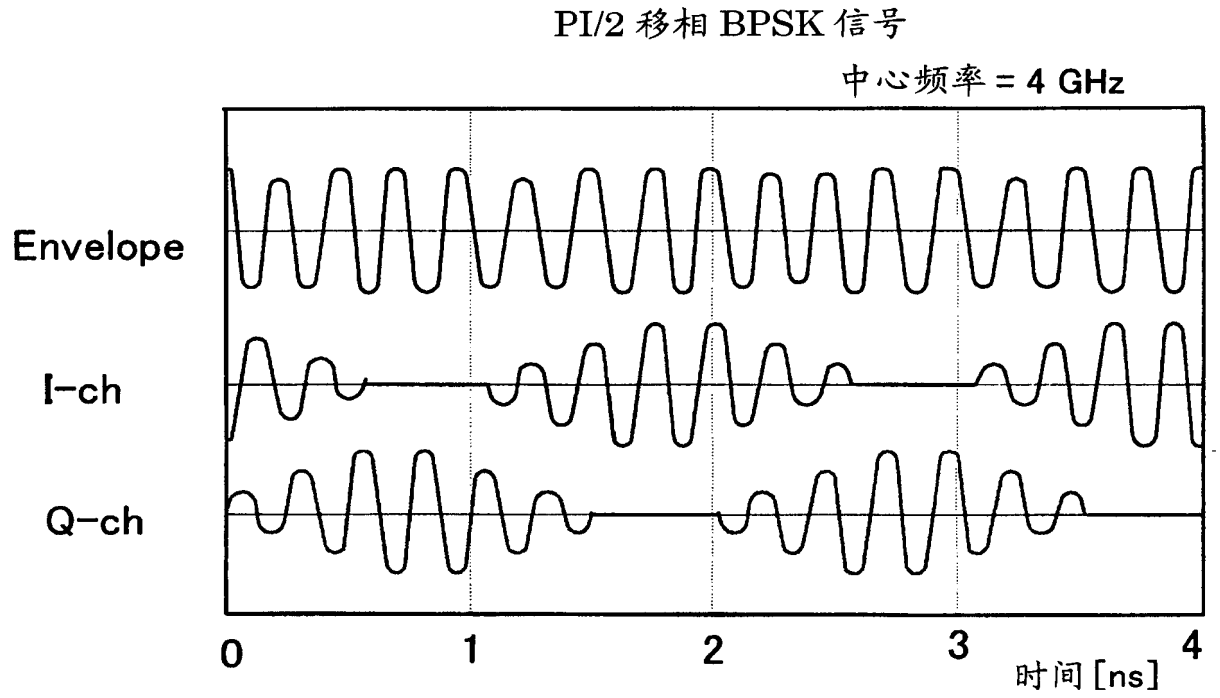


图 2

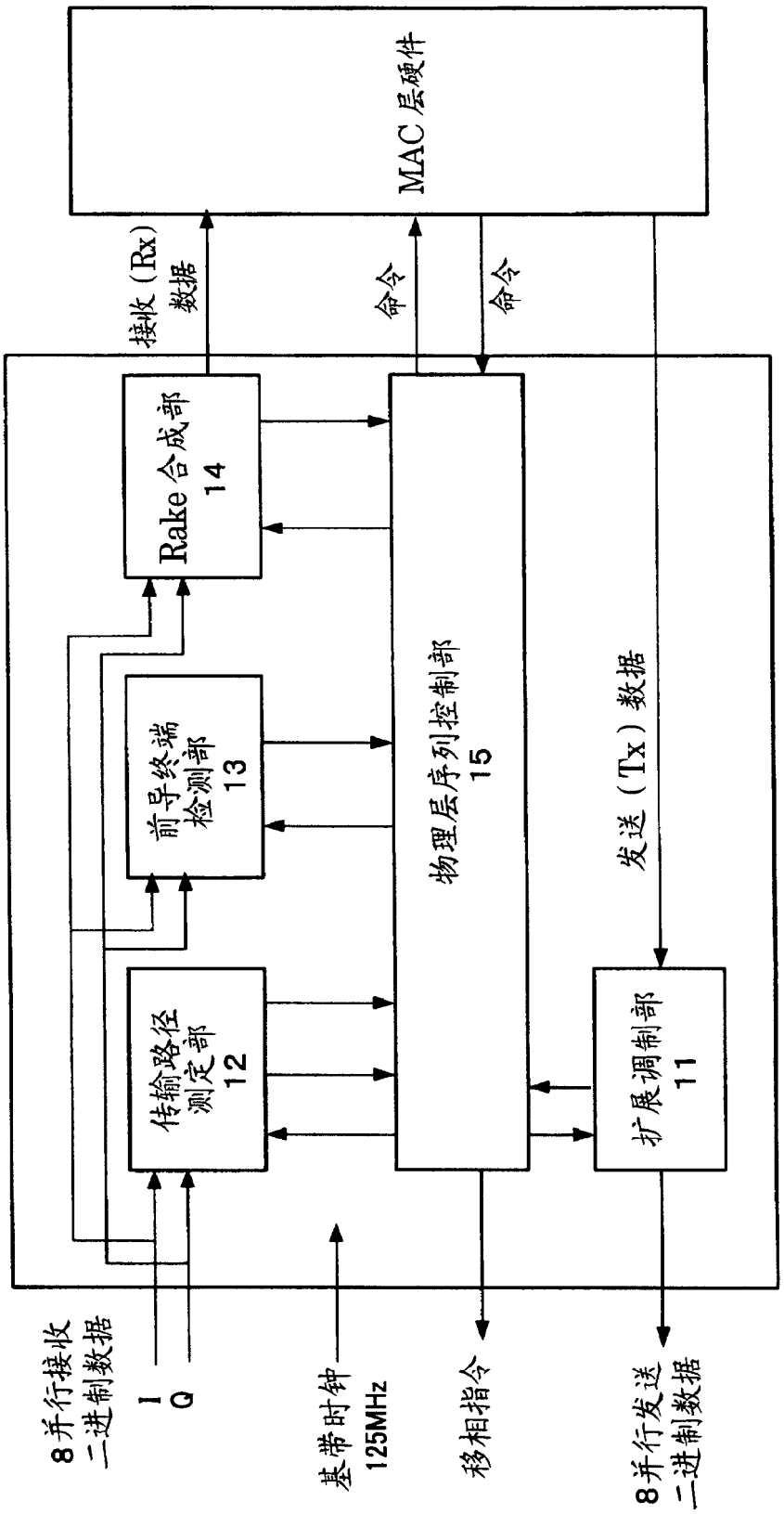

MAC 层硬件
接收（Rx）数据
命令
命令
Rake 合成部 14
前导终端检测部 13
传输路径测定部 12
物理层序列控制部 15
扩展调制部 11
发送（Tx）数据
基带处理部 10
8并行接收二进制数据
I
Q
基带时钟 125MHz
移相指令
8并行发送二进制数据

图 3

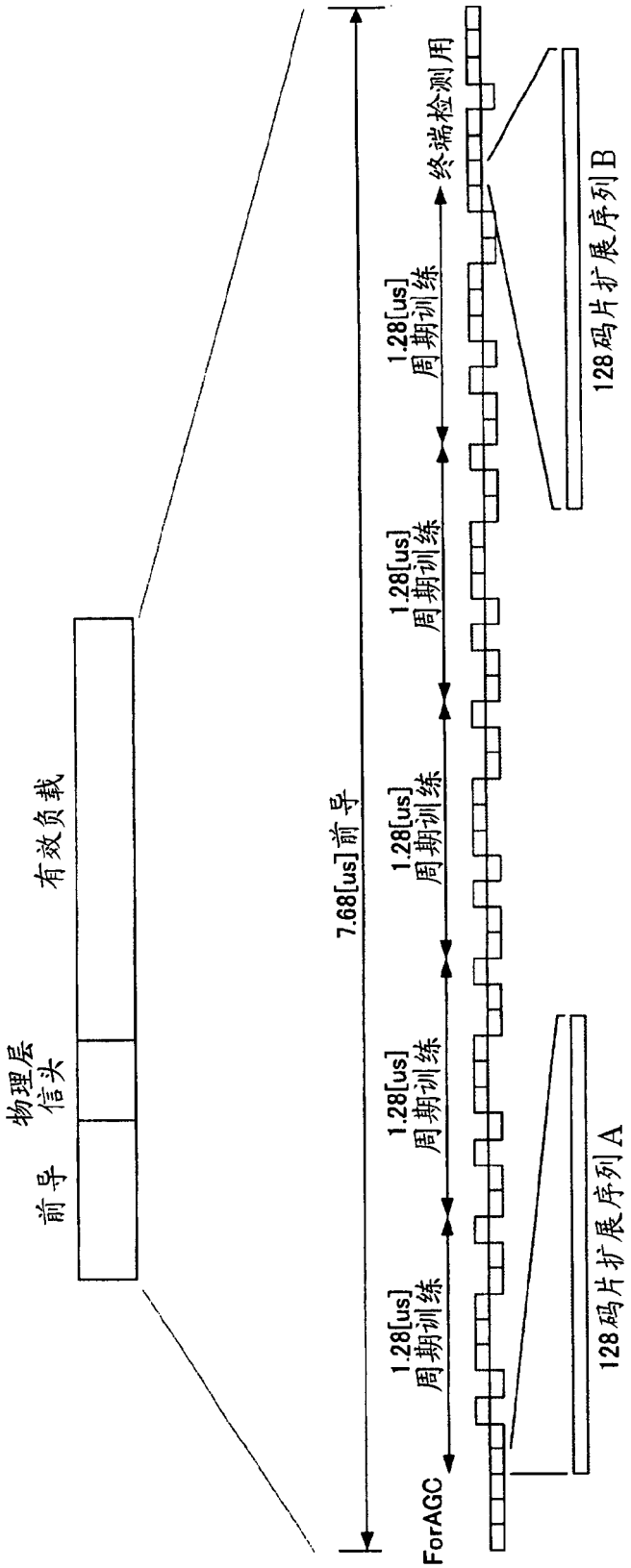

前导
物理层信头
有效负载
7.68[us]前导
1.28[us]周期训练
ForAGC
1.28[us]周期训练
1.28[us]周期训练
1.28[us]周期训练
1.28[us]周期训练
终端检测用
128码片扩展序列A
128码片扩展序列B

图 4

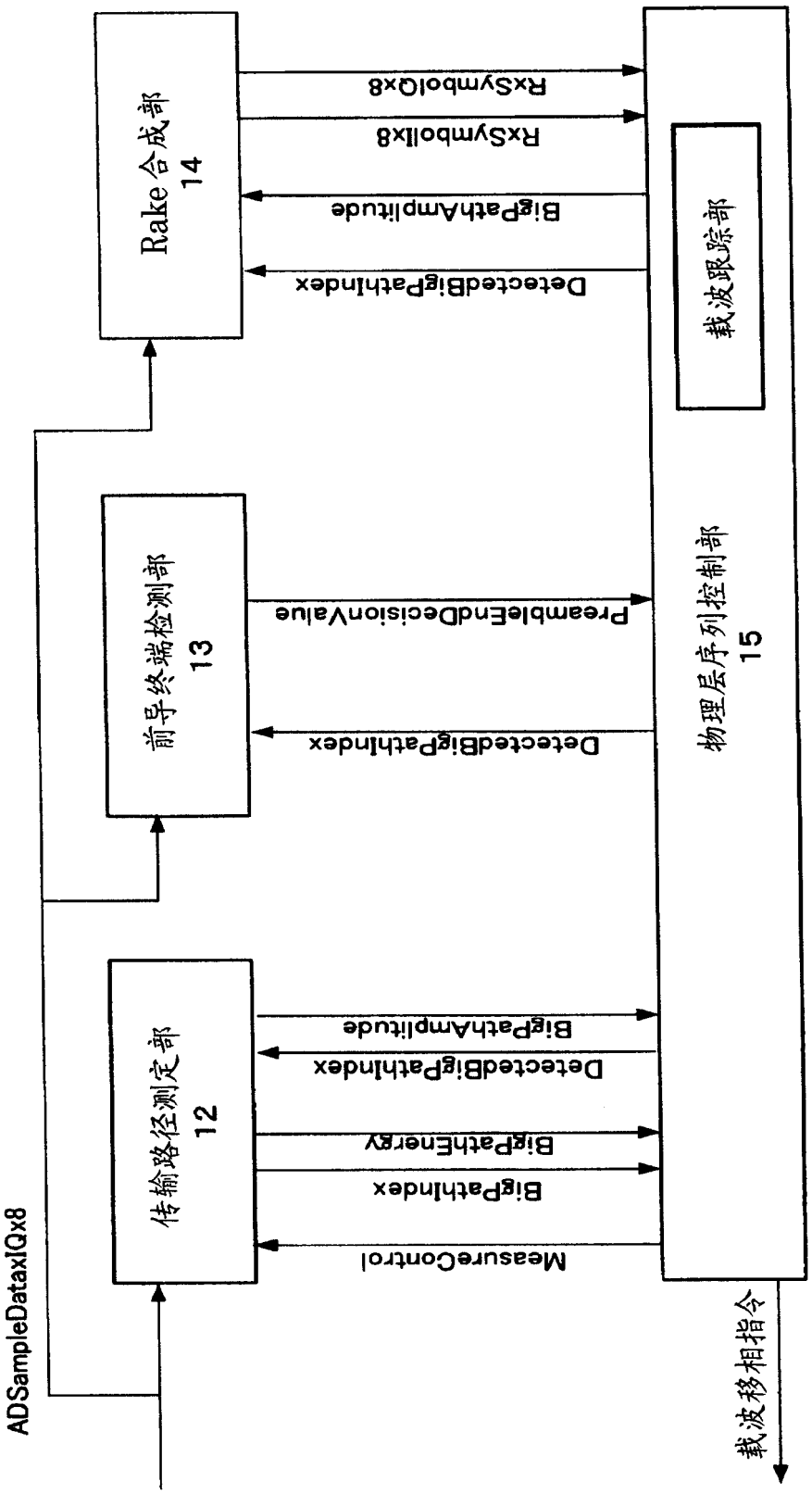

Rake 合成部
14
RxSymbolQx8
RxSymbolIx8
BigPathAmplitude
DetectedBigPathIndex
载波跟踪部
前导终端检测部
13
PreambleEndDecisionValue
DetectedBigPathIndex
物理层序列控制部
15
传输路径测定部
12
BigPathAmplitude
DetectedBigPathIndex
BigPathEnergy
BigPathIndex
MeasureControl
ADSampleDataxIQx8
载波移相指令

图 5

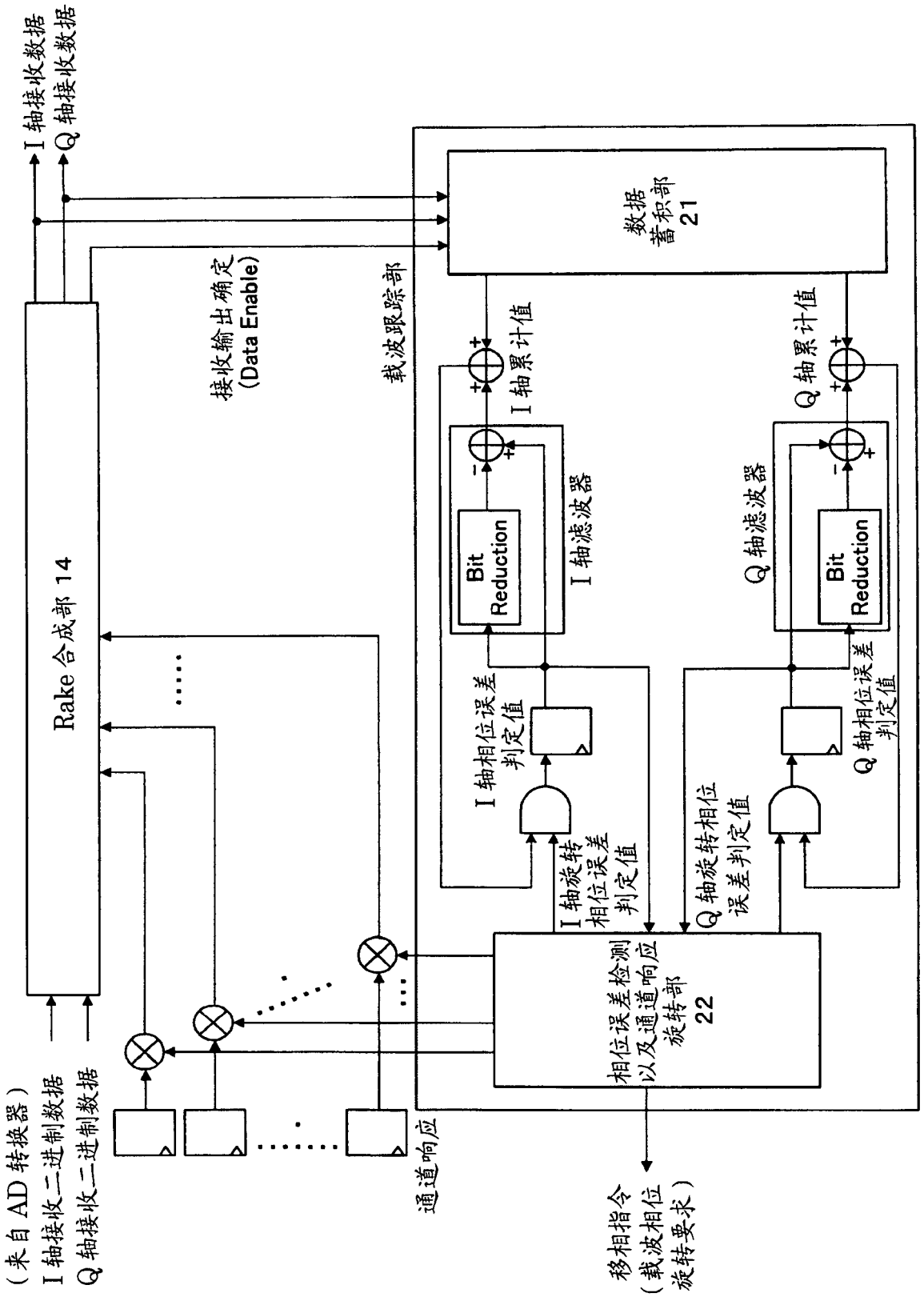

I 轴接收数据
Q 轴接收数据
数据蓄积部 21
接收输出确定 (Data Enable)
载波跟踪部
Rake 合成部 14
I 轴累计值
Q 轴累计值
Bit Reduction
I 轴滤波器
Q 轴滤波器
I 轴相位误差判定值
Q 轴相位误差判定值
I 轴旋转相位误差判定值
Q 轴旋转相位误差判定值
相位误差检测以及通道响应旋转部 22
通道响应
移相指令 (载波相位旋转要求)
(来自 AD 转换器)
I 轴接收二进制数据
Q 轴接收二进制数据

图 6

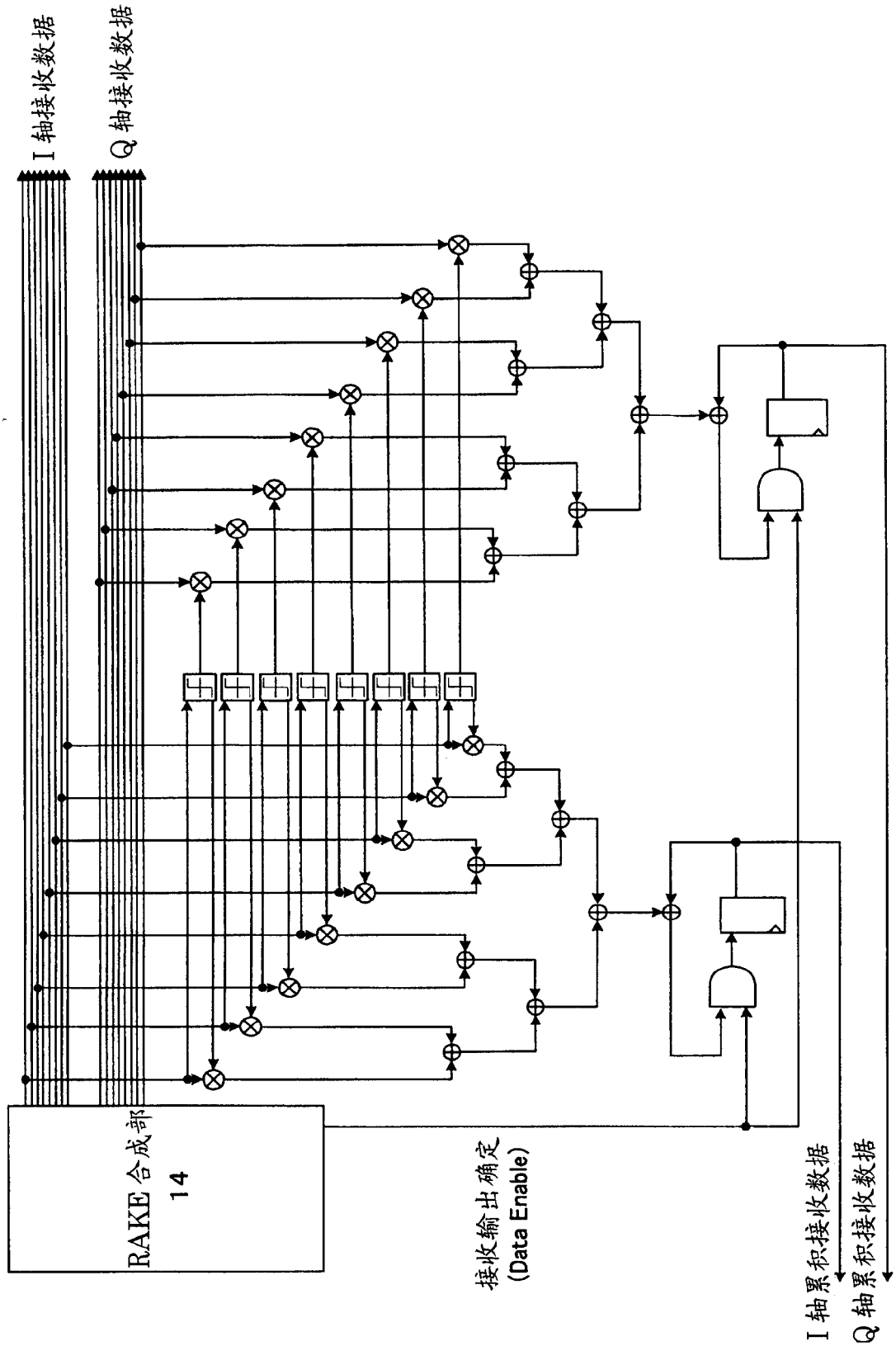

I 轴接收数据
Q 轴接收数据
RAKE 合成部
14
接收输出确定
(Data Enable)
I 轴累积接收数据
Q 轴累积接收数据

图 7

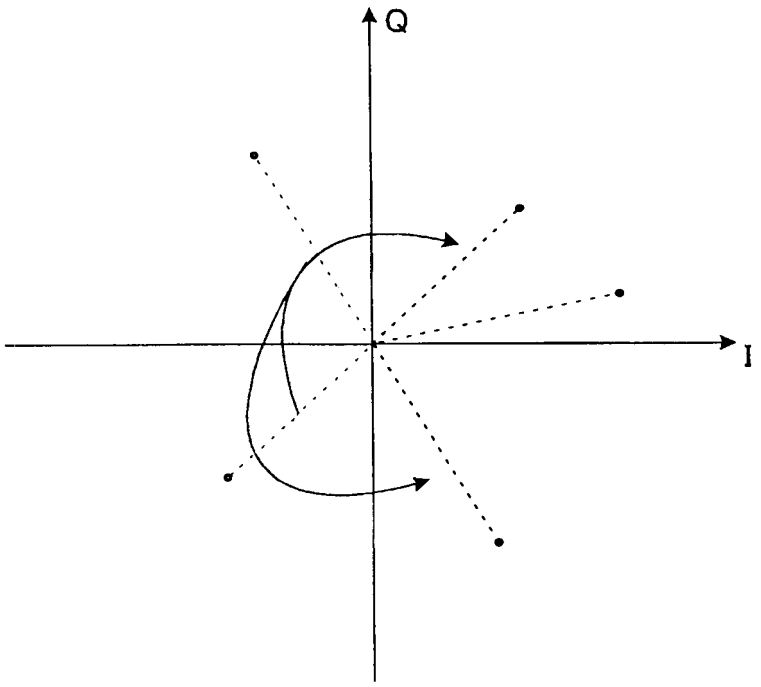


图 8

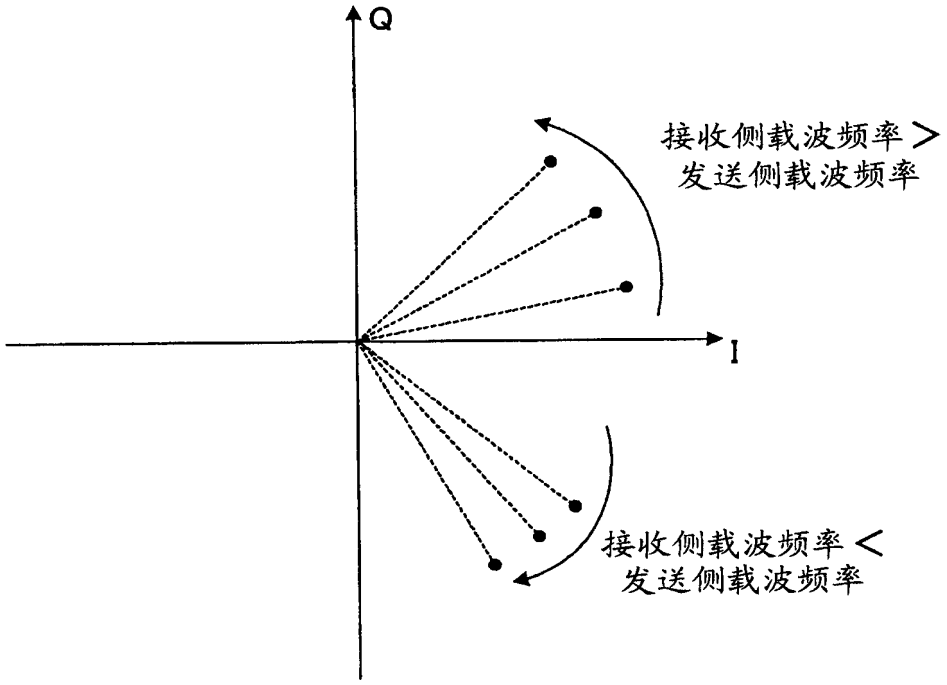


图 9

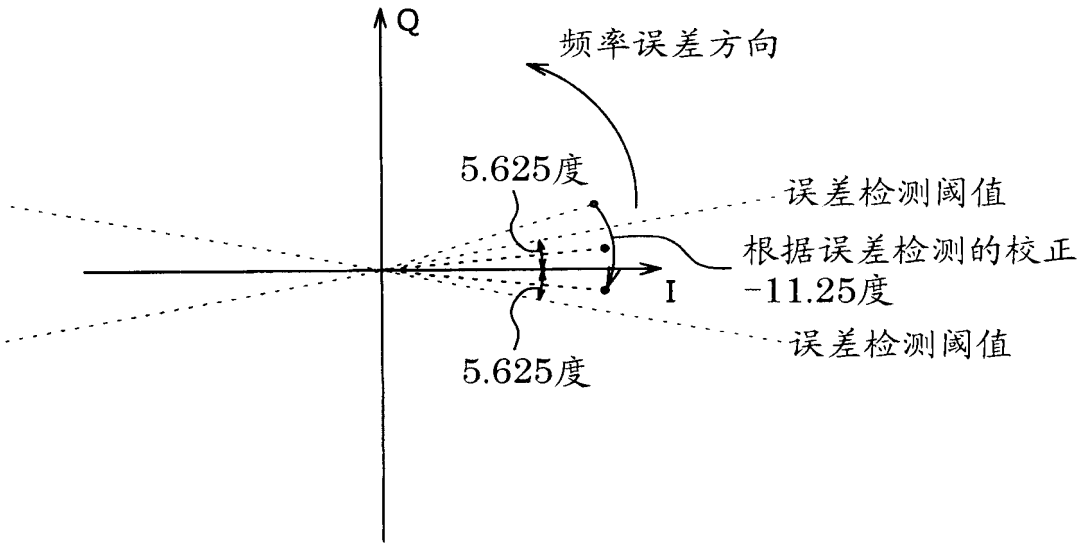


图 10

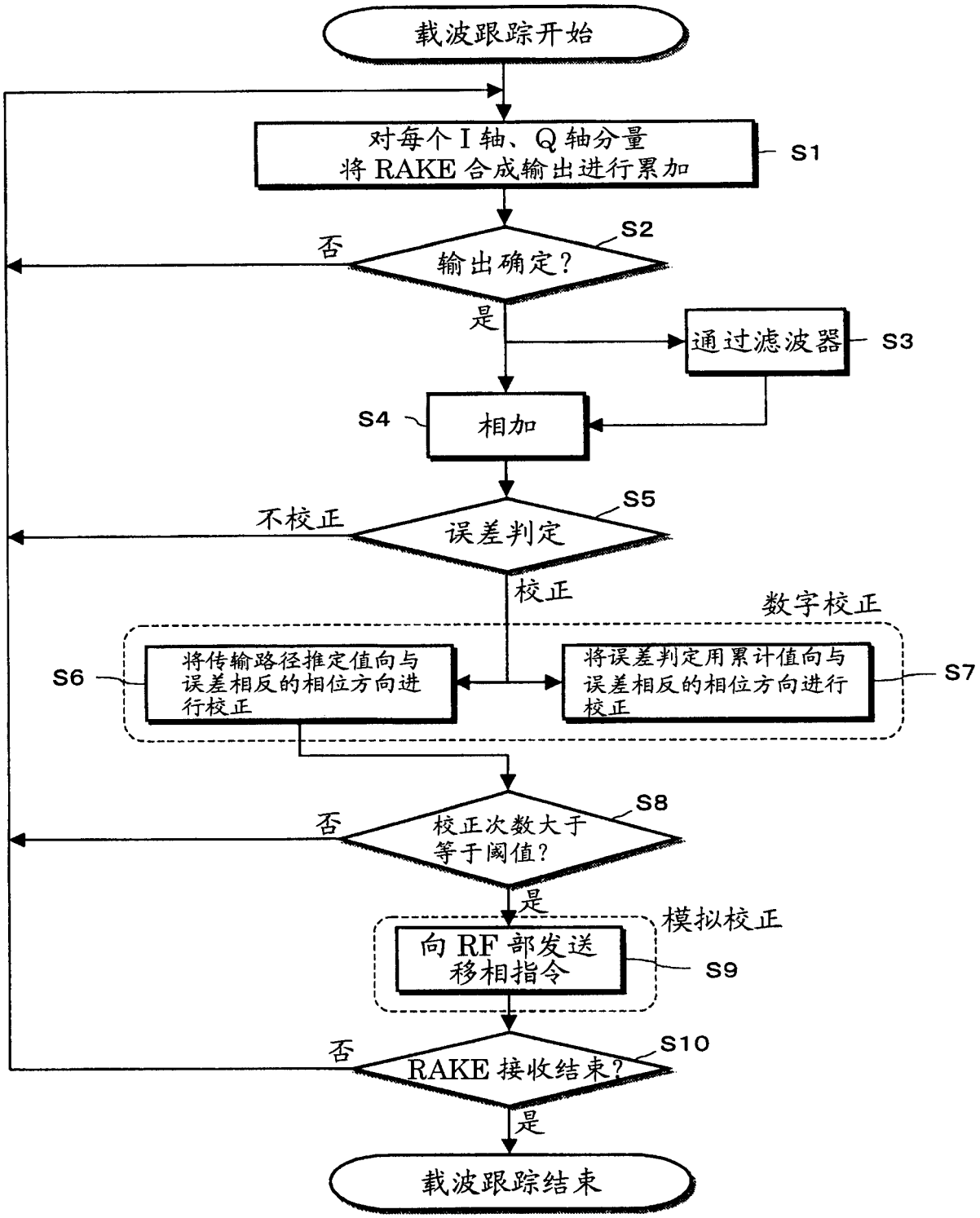

载波跟踪开始
对每个 I 轴、Q 轴分量
将 RAKE 合成输出进行累加
S1
S2
否
输出确定？
是
通过滤波器
S3
S4
相加
S5
不校正
误差判定
校正
数字校正
S6
将传输路径推定值向与误差相反的相位方向进行校正
将误差判定用累计值向与误差相反的相位方向进行校正
S7
S8
否
校正次数大于等于阈值？
是
模拟校正
向 RF 部发送移相指令
S9
S10
否
RAKE 接收结束？
是
载波跟踪结束

图 11