



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102047576 B

(45) 授权公告日 2014. 07. 30

(21) 申请号 200980119892. 4

(22) 申请日 2009. 04. 22

(30) 优先权数据

2008-138679 2008. 05. 27 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2010. 11. 26

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2009/057960 2009. 04. 22

(87) PCT国际申请的公布数据

W02009/145018 JA 2009. 12. 03

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府门真市大字门真 1006 番地

(72) 发明人 杉野聪 末广善文 冲田笃志

林雅则

(74) 专利代理机构 上海市华诚律师事务所

31210

代理人 吕静姝 杨暄

(51) Int. Cl.

H04L 27/06 (2006. 01)

H04B 1/7163 (2011. 01)

(56) 对比文件

US 2008/0069183 A1, 2008. 03. 20,

US 2008/0069183 A1, 2008. 03. 20,

US 2005/0069062 A1, 2005. 03. 31,

WO 2005/074150 A1, 2005. 08. 11,

JP 特开 2006-112915 A, 2006. 04. 27,

EP 1717598 A1, 2006. 11. 02,

EP 1732257 A1, 2006. 12. 13,

EP 1736795 A1, 2006. 12. 27,

US 2007/0155348 S2, 2007. 07. 05,

US 6937646 B1, 2005. 08. 30,

审查员 陈晨

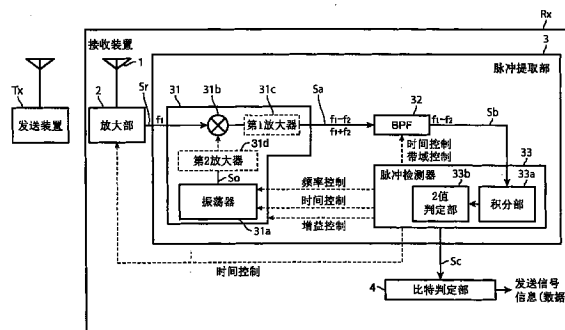
权利要求书4页 说明书26页 附图13页

(54) 发明名称

接收装置

(57) 摘要

本发明提供一种接收装置,具有将从振荡器输出的局发信号与接收信号相乘来进行接收信号的频率转换,并输出中间信号的扩展器,其中,所述局发信号的频率不同于所述接收信号的中心频率,所述振荡器与包含在所述接收信号中的短脉冲冲波的产生时机同步地进行间歇动作。因此,本发明所涉及的接收装置可采用 UWB 通信方式进一步降低功耗。



1. 一种接收装置,用于接收超宽带方式的发送信号,其特征在于包括,对通过接收所述发送信号而得到的接收信号进行频率转换而输出中间信号的扩展器,其中,

所述发送信号是用于以非相干方式传输数据的通信信号,和

从所述中间信号识别作为目标的脉冲以及到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,

所述扩展器具有:

振荡器,以与所述接收信号的中心频率不同的频率输出局发信号,所述局发信号的波形不依赖于所述接收信号中所包含的短脉冲波的相位以及波形;以及

混频器,将所述接收信号与所述局发信号相乘并输出所述中间信号,其中,

所述振荡器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作,

所述通信信号包含连续每个预先设定的指定的多次表现为相同比特值的短脉冲波,

所述脉冲检测器具有在所述多次的期间对中间信号进行积分的积分部和将根据所述积分部的积分结果进行 2 值判定而得到的结果作为脉冲检测信号而输出的 2 值判定部。

2. 根据权利要求 1 所述的接收装置,其特征在于,还包括让所述中间信号中相当于作为目标的短脉冲波的频率成分通过的滤波器,其中,

所述滤波器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

3. 根据权利要求 1 所述的接收装置,其特征在于,

所述脉冲检测器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

4. 根据权利要求 1 所述的接收装置,其特征在于:

所述积分部和所述 2 值判定部中的至少其中之一与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

5. 根据权利要求 4 所述的接收装置,其特征在于,还包括从所述脉冲检测器输出的脉冲检测信号中取出所述数据的比特值的比特判定部,其中,

所述比特判定部在所述脉冲检测器识别出作为目标的脉冲后进行动作。

6. 根据权利要求 1、3 至 5 中任一项所述的接收装置,其特征在于:

所述发送信号为无线信号,

所述脉冲检测器还具有从中间信号检测出除了发送所述发送信号的发送装置以外还使用无线的系统产生的干扰波的检测单元。

7. 根据权利要求 1 至 5 中任一项所述的接收装置,其特征在于:

所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,以代替用于以非相干方式传输数据的通信信号,

所述接收装置接收从发送所述发送信号的发送装置发送的短脉冲波碰到物体而反射的反射波。

8. 根据权利要求 7 所述的接收装置,其特征在于,还包括发送所述发送信号的发送部,其中,

所述扩展器的所述振荡器向所述混频器输出所述局发信号并向所述发送部发送与所述发送信号相对应的频率的信号。

9. 一种接收装置,用于接收从发送超宽带方式的发送信号的发送装置发送的短脉冲波

碰到物体而反射的反射波,其特征在于:

所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,

所述接收装置包括,

对通过接收所述发送信号而得到的接收信号进行频率转换而输出中间信号的扩展器;

从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器;以及

根据从所述脉冲检测器输出的脉冲检测信号检测出有无所述物体的运动的物体运动检测部,其中,

所述扩展器具有:

振荡器,以与所述接收信号的中心频率不同的频率输出局发信号,所述局发信号的波形不依赖于所述接收信号中所包含的短脉冲波的相位以及波形;以及

混频器,将所述接收信号与所述局发信号相乘并输出所述中间信号,其中,

所述振荡器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作,

所述脉冲检测器在识别出作为目标的脉冲的到来时刻时,多次接收所述反射波并将其接收强度作为所述脉冲检测信号输出,

所述物体运动检测部根据通过多次接收所述反射波而得到的各接收强度的方差值检测有无所述物体的运动。

10. 根据权利要求1或2所述的接收装置,其特征在于:

所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,以代替用于以非相干方式传输数据的通信信号,

所述接收装置接收从发送所述发送信号的发送装置发送的短脉冲波碰到物体而反射的反射波,

所述接收装置还包括,从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,

所述脉冲检测器从接近该接收装置的区域向远离该接收装置的区域、或从远离该接收装置的区域向接近该接收装置的区域依次扫描,以识别所述作为目标的脉冲。

11. 根据权利要求3所述的接收装置,其特征在于:

所述脉冲检测器具有分别对所述中间信号进行积分的多个积分部;以及根据所述多个积分部的各个积分结果分别进行2值判定,以此识别出所述作为目标的脉冲以及到来时刻并输出脉冲检测信号的2值判定部。

12. 根据权利要求7所述的接收装置,其特征在于,还包括接收所述发送信号的多个天线,其中,

所述多个天线相互间隔指定距离。

13. 根据权利要求7所述的接收装置,其特征在于,还包括连接于所述混频器之前或之后的放大器,其中,

所述放大器在所述发送信号的所述短脉冲波被发射后停止动作指定时间。

14. 根据权利要求1所述的接收装置,其特征在于:

所述振荡器通过逻辑组合延迟前与延迟后的指定的时钟信号来生成所述局发信号。

15. 根据权利要求 14 所述的接收装置,其特征在于:

所述振荡器具有使所述指定的时钟信号延迟的延迟线电路,通过控制该延迟线电路的延迟时间来控制所述局发信号的频率。

16. 根据权利要求 15 所述的接收装置,其特征在于:

所述延迟线电路由锁相环电路、延迟锁定环电路以及锁频环电路中的任意其中之一的一部分构成。

17. 根据权利要求 14 所述的接收装置,其特征在于:

所述振荡器具有通过逻辑与延迟前与延迟后的指定的时钟信号来生成产生时机互不相同的多个信号的信号生成电路;以及通过组合所述多个信号来生成所述局发信号的脉冲选择电路。

18. 根据权利要求 1 所述的接收装置,其特征在于,在所述扩展器的后段还包括让所述中间信号中的相当于作为目标的短脉冲波的频率成分通过的滤波器,其中,

所述扩展器通过对接收所述通信信号而得到的接收信号进行频率转换输出频率比所述接收信号低的所述中间信号,以使所述中间信号具有与所述作为目标的短脉冲波相同的带宽、且所述滤波器的带通区域的上限低于所述作为目标的短脉冲波的下限的频率。

19. 根据权利要求 18 所述的接收装置,其特征在于,还包括从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和位置并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,

所述通信信号包含用于在所述通信信号的发送和接收中使发送装置与该接收装置同步的同步用脉冲串以及包含应发送的数据的数据脉冲串,

所述脉冲检测器具有用于检测所述同步用脉冲串的接收时机的检索模式;以及用于根据在所述检索模式下检测到的同步用脉冲串的接收时机从所述数据脉冲串中提取所述脉冲检测信号的数据模式,

所述脉冲检测器向所述扩展器输出用于调节作为进行所述接收信号的频率转换的期间的接收期间的时机和所述接收期间的时间幅度的时间控制信号,

所述扩展器至少在所述脉冲检测器处于数据模式动作期间,在每个与所述数据脉冲串的接收时机同步的接收期间间歇动作。

20. 根据权利要求 19 所述的接收装置,其特征在于:

所述脉冲检测器向所述振荡器输出用于调节所述振荡器的所述局发信号的频率的频率控制信号。

21. 根据权利要求 19 所述的接收装置,其特征在于:

所述脉冲检测器向所述滤波器输出用于调节所述滤波器的带通区域的带域控制信号。

22. 根据权利要求 19 所述的接收装置,其特征在于:

所述扩展器具有对所述中间信号进行放大的第 1 放大器,

所述脉冲检测器向所述第 1 放大器输出用于调节所述第 1 放大器的放大率的第 1 增益控制信号。

23. 根据权利要求 19 所述的接收装置,其特征在于:

所述扩展器具有对所述局发信号进行放大的第 2 放大器,

所述脉冲检测器向所述第 2 放大器输出用于调节所述第 2 放大器的放大率的第 2 增益控制信号。

24. 根据权利要求 1 所述的接收装置,其特征在于:

所述通信信号是具有指定周期的脉冲状的信号的无线信号,

所述接收装置还包括:

接收部,接收所述通信信号;

区间电平取得部,对将所述周期分割为多个区间后的各区间取得通过所述接收部得到的接收信号的信号电平;

区间电平存储部,用于按照每个所述区间存储在所述接收部未接收到所述通信信号的状态下由所述区间电平取得部取得的每个所述区间的信号电平;

修正部,根据存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平,分别修正由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平;以及

解调部,根据由所述修正部修正的各区间的信号电平,进行所述通信信号的解调。

25. 根据权利要求 24 所述的接收装置,其特征在于:

所述区间电平取得部将取得所述信号电平的区间依次错开,并取得所述多个区间的所述信号电平。

26. 根据权利要求 24 所述的接收装置,其特征在于:

所述区间电平取得部,在多个所述周期内取得所述各区间的信号电平,按照与所述多个周期的所述各区间相对应的每个区间,计算出该取得的信号电平的平均值,将该计算出的每个区间的平均值作为每个所述区间的信号电平存储到所述区间电平存储部中。

27. 根据权利要求 24 所述的接收装置,其特征在于:

所述修正部从所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平分别减去存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

28. 根据权利要求 24 所述的接收装置,其特征在于:

所述修正部将预先设定的基准值与存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平的差值分别加到由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

29. 根据权利要求 24 所述的接收装置,其特征在于:

所述区间电平取得部,将预先设定的基准值与在每个所述区间取得的信号电平的差值作为每个所述区间的信号电平存储到所述区间电平存储部中,

所述修正部,将存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平分别加到由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

接收装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种适合用于超宽带方式的接收装置。

背景技术

[0002] 近年来,各种传感器的检测信息或开关的操作信息等开始通过无线通信进行传输,而且,提出了在该无线通信中采用超宽带(Ultra Wide Band,以下简称为“UWB”)通信方式的技术。该UWB通信方式规定有其使用的频率为GHz带域(band)(例如3.1至10.6GHz),带宽(bandwidth)是其进行通信的中心频率的25%以上或450MHz以上。在UWB通信方式中,在传输数据时,使用由与指定的周期时间同步的脉冲信号构成的脉冲串(pulse train)进行超宽带的通信,作为其一个方式,不使用载波(carrier wave),而是例如使用由脉冲宽度(pulse width)为1nsec以下等的极短的脉冲信号(短脉冲波、超短脉冲波)构成的脉冲串进行通信。

[0003] 在这一方式中,UWB通信方式与其他通信方式的一个不同点在于有无载波。在其他通信方式中,例如将指定频率的正弦波用作载波,并用各种方法对该载波进行调制,由此进行通信。另一方面,在UWB通信方式中,不使用载波,而是通过使用超宽带的短脉冲波来进行通信(例如,参照专利文献1)。当在该调制方式中使用OOK(On Off Keying,通断键控)时,与ASK(Amplitude Shift Keying,幅移键控)时相同地,通过脉冲的有无来表示数据的值,能够进行在数据的值中不使用相位信息的非相干方式的通信(non-coherent communication)。

[0004] 如上所述,采用了利用以一定时间的发送间隔从发送装置发送的短脉冲波,以非相干的方式传输数据的UWB通信方式的接收装置在输入级(input stage)具有输出对接收信号进行频率转换后的中间信号的扩展器。该扩展器包括将频率不同于接收信号的中心频率且波形不依赖于包含在接收信号中的短脉冲波的相位及其波形的局发信号输出的振荡器;以及通过将接收信号与局发信号相乘而输出所述中间信号的混频器。这种结构的扩展器的振荡器始终工作,因而接收装置的功耗增大。

[0005] 专利文献1:日本专利公开公报特开2006-94169号

发明内容

[0006] 本发明鉴于上述问题,其目的在于提供一种使用UWB通信方式,能够进一步减少功耗的接收装置。

[0007] 本发明所涉及的接收装置具有将从振荡器输出的局发信号与接收信号相乘来进行接收信号的频率转换,并输出中间信号的扩展器,其中,所述局发信号的频率不同于所述接收信号的中心频率,所述振荡器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。因此,本发明所涉及的接收装置可使用UWB通信方式,进一步降低功耗。

[0008] 本发明的上述及其他目的、特征和优点可通过以下详细的记述与附图而更加明确。

附图说明

- [0009] 图 1 是表示第 1 实施方式的接收装置的结构框图。
- [0010] 图 2 是用于说明图 1 所示的接收装置各部分的信号波形的图。
- [0011] 图 3 是用于说明图 1 所示的接收装置的扩展器的频率转换的图。
- [0012] 图 4 是表示图 1 所示的接收装置的振荡器的结构框图。
- [0013] 图 5 是用于说明由图 4 所示的振荡器生成的局发信号的图。
- [0014] 图 6 是表示图 4 所示的振荡器中的延迟线电路的结构框图。
- [0015] 图 7 是用于说明由图 6 所示的延迟线电路生成的时钟信号的延迟的图。
- [0016] 图 8 是表示能够在图 1 所示的接收装置的振荡器中使用的 PLL 电路的结构框图。
- [0017] 图 9 是表示 UWB 通信方式的无线信号中的帧结构的图。
- [0018] 图 10 是用于说明第 2 实施方式的接收装置的物体检测动作的图。
- [0019] 图 11 是用于说明考虑了第 2 实施方式的接收装置的多径 (multipath) 的情况下的物体检测动作的图。
- [0020] 图 12 是表示第 3 实施方式的接收装置的结构框图。
- [0021] 图 13 是用于说明图 10 所示的接收装置各部分的信号波形的图。
- [0022] 图 14 是表示第 5 实施方式的接收装置的结构框图。
- [0023] 图 15 是用于说明图 14 所示的接收装置的动作、表示各部分的信号波形的图。
- [0024] 图 16 是用于说明图 14 所示的接收装置的区间电平取得部的动作、表示各部分的信号波形的图。
- [0025] 图 17 是表示通过图 14 所示的接收装置的修正部得到的修正信号的一例的图。

具体实施方式

[0026] 以下，基于附图说明本发明所涉及的一实施方式。各图中标注相同标号的结构表示相同结构，适当省略其说明。另外，在本说明书中，适宜地在统称的情况下使用省略了附加文字的参考符号进行表示，在表示个别结构的情况下使用标注附加文字的参考符号进行表示。

[0027] (第 1 实施方式)

[0028] 图 1 是表示第 1 实施方式的接收装置的结构框图。为了便于说明，在图 1 中还记载了发送装置 Tx。

[0029] 在图 1 中，接收装置 Rx 是通过超宽带通信方式（以下简称为“UWB 通信方式”）来接收通信信号的装置，例如具有：天线 1、放大部 2、脉冲提取部 3、比特 (bit) 判定部 4 以及通过指定的信号处理对发送信号信息进行处理而未图示的发送信号信息处理部，其中，所述 UWB 通信方式是使用以预先设定的一定时间的发送间隔从发送装置 Tx 发送的短脉冲波，以非相干的方式传输数据的通信方式。

[0030] 天线 1 是接收从发送装置 Tx 发送的 UWB 通信方式的无线信号的装置，将电波的无线信号转换成电信号的接收信号。放大部 2 是与天线 1 连接，按照指定的放大率对从天线 1 输出的接收信号进行放大的电路，例如具有低噪声放大器 (low noise amplifier)。上述

天线 1 以及放大部 2 设置在脉冲提取部 3 的前段 (previous stage)。

[0031] 脉冲提取部 3 与放大部 2 连接,具有扩展器 (expander) 31、滤波器 (filter) 32 以及脉冲检测器 33。

[0032] 扩展器 31 是如下电路,即与放大部 2 连接,并对通过天线 1 接收从发送装置 Tx 发送的无线信号而得到的接收信号 Sr 的频率进行转换,输出中间信号 Sa。扩展器 31 例如具有振荡器 (oscillator) 31a 以及混频器 (mixer) 31b。振荡器 31a 是输出与接收信号 Sr 的频率 f1 (频率 f1 为接收信号 Sr 的中间频率) 相比具有足够大的频率差的频率 f2 的局发信号 So 的振荡电路,且通过脉冲检测器 33 被进行频率控制和时间控制。频率 f2 是比频率 f1 低的频率 ($f2 < f1$),例如与频率 f1 具有几百 MHz 以上,更具体而言例如 1GHz 以上的频率差。并且,更具体而言,从可易于设计的角度出发,例如将从振荡器 31a 输出的局发信号 So 的频率 f2 设定为使中间信号 Sa 具有与作为目标的短脉冲波 (参照图 2(a)) 相同的带宽、且滤波器 32 的带通区域 (passband) 的上限低于作为目标的短脉冲波的下限的频率。混频器 31b 是如下电路,即与放大部 2 以及振荡器 31a 连接,通过将接收信号 Sr 和局发信号 So 相乘,将两个信号 Sr、So 混频 (mixing),并输出中间信号 Sa。接收信号 Sr (频率 f1) 通过扩展器 31 进行下变频 (down-converted) 后,成为中间信号 Sa (频率 $f1-f2$ 、频率 $f1+f2$)。

[0033] 滤波器 32 与扩展器 31 的混频器 31b 连接,设置在扩展器 31 的后段 (subsequent stage)。滤波器 32 预先设定有让从扩展器 31 输出的中间信号 Sa 的指定的频率范围通过的带通区域,使从扩展器 31 输出的中间信号 Sa 中的所述指定的频率范围作为中间信号 Sb 而通过。滤波器 32 通过脉冲检测器 33 被进行带宽控制和时间控制。滤波器 32 例如具有带通滤波器 (BPF)。中间信号 Sa 通过滤波器 32 进行滤波 (filtering) 后,成为中间信号 Sb (频率 $f1-f2$)。

[0034] 脉冲检测器 33 是如下电路,即与滤波器 32 连接,根据从滤波器 32 输出的中间信号 Sb,进行脉冲的识别和脉冲的位置识别 (时间轴上的脉冲位置的识别、脉冲的到来时刻的识别),并输出脉冲检测信号 Sc。

[0035] 比特判定部 4 是如下电路,即与脉冲提取部 3 连接,根据从脉冲提取部 3 的脉冲检测器 33 输出的脉冲检测信号 Sc,提取从发送装置 Tx 发送的无线信号的比特值,比特判定部 4 的输出被未图示的所述发送信号信息处理部用作为从发送装置 Tx 接收到的数据。该比特判定部 4 设置在脉冲提取部 3 的后段。

[0036] 在这种结构的接收装置 Rx 中进行如下的动作。

[0037] 图 2 是用于说明图 1 所示的接收装置的各部分的信号波形的图。图 2(a) 表示通过接收从发送装置 Tx 发送的无线信号而得到的接收信号 Sr 的概略波形,图 2(b) 表示发送窗 (transmission window) W_t 的时序图,图 2(c) 表示接收期间 W_r 的时序图,图 2(d) 表示局发信号 So 的时序图,另外图 2(e) 表示中间信号 Sb 的概略波形。图 3 是用于说明图 1 所示的接收装置的扩展器的频率转换的图。图 3(a) 表示对频率 f1 的接收信号 Sa 和频率 f2 的局发信号 So 进行混频的情况,图 3(b) 表示对频率 f1 的接收信号 Sa 和并非正弦波的、基本频率 f3 的局发信号 So 进行混频的情况。

[0038] 从发送装置 Tx 发送的无线信号包括 1ns (纳秒) 以下的超短脉冲波,各个超短脉冲波实际上为图 2(a) 所示的冲击波 (burst wave)。该冲击波的持续时间大约为 2ns 左右,一个周期为 1ns 以下,例如为几百 ps 左右,其振幅随着时间推移而逐渐增加,迎来峰值后随

着时间推移而逐渐减小。在 UWB 通信方式中使用的超短脉冲波的频率表示所述周期的倒数。另外,超短脉冲波以预先设定为例如 30ns 或 57ns 等的一定时间的发送间隔 从发送装置 Tx 发送。

[0039] 在发送装置 Tx,在本实施方式中不使用相位信息来区别数据的值(比特值),而是如图 2(b) 所示那样,将预先规定的一定时间的时隙(time slot)即发送窗(transmission window)Wt 中的超短脉冲波的存在与否用作比特值。例如,当发送窗 Wt 中存在超短脉冲波时,设比特值为 1,当发送窗 Wt 中不存在超短脉冲波时,设比特值为 0。另外,也可以使用所谓的曼彻斯特码(Manchester code)等,根据存在脉冲的区间与不存在脉冲的区间的检测值的幅度差(level difference)来进行比特值的判定。通过这种方式,不必使用相位信息即可进行非相干方式的通信。

[0040] 并且,在脉冲提取部 3 中,在从放大部 2 输出的接收信号 Sr 被输入到脉冲检测器 33 中之前,接收信号 Sr 通过扩展器 31 和滤波器 32 被进行处理。设置在扩展器 31 中的振荡器 31a 输出相对于接收信号 Sr 的频率 f1 具有足够大的频率差、且波形不依赖于包含在接收信号 Sr 中的超短脉冲波的相位和波形的局发信号 So,从而扩展器 31 能够在不依赖于超短脉冲波和局发信号 So 的各相位的情况下输出中间信号 Sa,据此实现了简单的结构。

[0041] 现假设从振荡器 31a 输出的局发信号 So 的频率 f2 被设定为低于接收信号 Sr 的频率 f1($f_1 > f_2$)。通过将局发信号 So 的频率 f2 设定为低于接收信号 Sr 的频率 f1,与将局发信号 So 的频率 f2 设定为高于接收信号 Sr 的频率 f1 的情况相比,具有易于设计振荡器 31a 的优点。在以非相干的方式进行数据传输的情况下,接收信号 Sr 与局发信号(station-transmitted signal)Sa 之间的相位差是无关的,因此只关注频率,如将作为目标的超短脉冲波的频率设为频率 f1、局发信号 So 的频率设为 f2,则根据以下关系,如图 3(a) 所示,从扩展器 31 输出的中间信号 Sa 中包含频率 (f_1+f_2) 和频率 (f_1-f_2) 的各频率成分。

$$[0042] \quad a(t) = A \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$$

$$[0043] \quad b(t) = B \cdot \sin(\omega_2 \cdot t)$$

[0044] 其中,a(t) 为接收信号 Sr, b(t) 为局发信号 So, A、B 分别是接收信号 Sr 的振幅和局发信号 So 的振幅, $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$, $\omega_2 = 2\pi \cdot f_2$ 。如上所述,将接收信号 Sr 与局发信号 So 进行混频的混频器 31b 作为乘法器发挥功能,所以从混频器 31b 输出的中间信号 Sa 可由下式表示。

$$[0045] \quad a(t) \cdot b(t) = (A \cdot B/2) \{ \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t \}$$

[0046] 并且,通过取出这两个频率成分中的低频侧即频率 (f_1-f_2),接收信号 Sr 的频率从频率 f1 被转换为比频率 f1 小频率 f2 的低频率 (f_1-f_2)。即,使扩展器 31 的混频器 31b 的输出通过滤波器 32,并且以使频率成分 (f_1-f_2) 通过、而不让频率成分 (f_1+f_2) 通过的方式设定滤波器 32 的带通区域特性,由此接收信号 Sr 的频率 f1 被下变频到频率 (f_1-f_2)。

[0047] 一般情况下,为了在晶体管中增大信号振幅,随着频率增高,提供给晶体管的电流相对地增大,功耗相对地增大。此处,在本实施方式中,不仅通过间歇驱动实现了低功耗化,而且,如上所述通过扩展器 31 降低了频率,因此即使在间歇驱动的驱动期间内,也能够实现低功耗化。特别是在接收装置 Rx 例如由一次电池或二次电池等电池驱动的情况下,这种低功耗化效果显著,较为有利。

[0048] 另外,在扩展器 31 中,从振荡器 31a 输出的局发信号 So 的信号电平以及从混频器 31b 中输出的中间信号 Sa 的信号电平中的至少其中之一可阶段性地或连续性地变化。更具体而言,设置了对从振荡器 31a 输出的局发信号 So 进行放大的第 2 放大器 (amplifier) 31d (用虚线示出) 以及对从混频器 31b 输出的中间信号 Sa 进行放大的第 1 放大器 31c (用虚线示出) 中的至少其中之一,该设置的放大器的放大率可利用由脉冲检测器 33 输出的增益控制信号 (gain control signal) 来调整。并且,在设置了这两个放大器的情况下,这些设置的放大器的各个放大率可通过由脉冲检测器 33 输出的增益控制信号 (第 1 增益控制信号、第 2 增益控制信号) 来分别调整。

[0049] 并且,由上式可知,通过使从振荡器 31a 输出到混频器 31b 的局发信号 So 的振幅 B 变化,使得从混频器 31b 输出的中间信号 Sa 的信号电平 ($A \cdot B/2$) 变化。如此,通过采用能够调节从混频器 31b 输出到滤波器 32 的中间信号 Sa 的信号电平的结构,能够在脉冲提取部 3 的动态范围 (dynamic range) 的范围内提高 SNR (signal-to-noise ratio)、或者防止饱和。其结果,在作为目标的超短脉冲波与干扰波 (interference wave)、无用波 (unnecessary wave) 的信号电平存在电平差的情况下,通过对放大率进行优化,利用电平差可容易地将二者分离。例如,通过对信号电平设定适当的阈值,可将超短脉冲波与干扰波、无用波分离。

[0050] 如上所述,具有扩展器 31 并进行下变频,能够使滤波器 32 的带通区域特性降低至接收信号 Sr 的频率 f_1 以下。即,能够降低接收信号 Sr 的频率 f_1 与局发信号 So 的频率 f_2 之间的频率差的程度、即频率 ($f_1 - f_2$)。其结果,作为滤波器 32 能够使用频率低于接收信号 Sr 的频率 f_1 (此处,频率 f_1 不是单一的频率,而是具有相当于滤波器 32 的带通区域的带宽) 的滤波电路 (filter circuit),与不使用扩展器 31 的情况相比,能够降低滤波器 32 的带通区域。例如,能够大幅度地降低所述滤波器 32 的带通区域。举一个例子说明,当接收信号 Sr 的中心频率 f_1 为 4GHz、局发信号 So 的频率 f_2 为 2.6GHz 的情况下,滤波器 32 的带通区域的中心频率可设为 1.4GHz。

[0051] 此处,如上所述,扩展器 31 的振荡器 31a 输出正弦波的局发信号 So,但不限于输出正弦波的局发信号 So 的电路,局发信号 So 也可以不是正弦波。在使用非正弦波波形的局发信号 So 的情况下,在混频器 31b 的输出中还可得到接收信号 Sr 与这种局发信号 So 的高次谐波成分 (high frequency component) 之间的频率差的中间信号。如将这种局发信号 So 的基本频率设为 f_3 ,则对于接收信号的频率 f_1 以及局发信号 So 的基本频率 f_3 ,例如,如图 3(b) 所示,除了 ($f_1 - f_3$) 和 ($f_1 + f_3$) 以外,从扩展器 31 还输出 ($f_1 - 2f_3$)、($f_1 - 3f_3$)、($f_1 - 4f_3$)、($f_1 + 2f_3$)、($f_1 + 3f_3$) 等中间信号。利用滤波器 32 选择性地透过这些中间信号中的期望频率的中间信号,由此能够与使用正弦波的局发信号 So 的情况相同地提取使接收信号下变频后的中间信号。例如,在使用带通区域的中心频率为 ($f_1 - f_2$) 的滤波电路作为滤波器 32、利用滤波器 32 提取从扩展器 31 输出的中间信号中的、频率为 ($f_1 - 2f_3$) 的中间信号的情况下,由于 $f_3 = f_2/2$,因此与使用正弦波的局发信号 So 的情况相比能够降低振荡器 31 的频率。即,振荡器 31a 的设计和制造变得更加容易。

[0052] 在当前的技术水平下,如果是 2GHz 以下,则能够通过采用移动电话机或无线 LAN 等中使用的高频电路技术以及电子设备构成滤波器 32,因此与不使用扩展器 31 而构成中心频率为 4GHz 以上的滤波器 32 的情况相比,滤波器 32 的设计变得容易。因此,在滤波器 32 的前段设有扩展器 31。并且,在扩展器 31 和滤波器 32 之间也可以有其他电路。例如,

滤波器 32 可由 500MHz 以上的宽带域 (wide band) 的带通滤波器 (band-pass filter) 与使特定的频率带 (frequency band) 衰减的陷波滤波器 (notch filter) (带阻滤波器 (band eliminate filter)) 的组合作为一个整体而构成。因此,将有源元件 (active element) 组合于谐振电路 (resonance circuit) 来构成滤波器 32。

[0053] 在该谐振电路中,使用微带线路 (microstrip line) 和陶瓷滤波器 (ceramic filter)。在构成中心频率为 4GHz 以上的滤波器的情况下,需要使用分立元件 (discrete element) 作为有源元件,而在本实施方式中,滤波器 32 的带通区域为 2GHz 以下,所以能够使用运算放大器 (operational amplifier) 那样的集成电路作为有源元件。因此,能够实现滤波器 32 的集成电路化,能够实现小型化和成本降低。

[0054] 另外,滤波器 32 能够通过从脉冲检测器 33 输出的带域控制信号调节带通滤波器的中心频率和带宽以及陷波滤波器的中心频率和带宽。即,滤波器 32 的带通区域可通过带域控制信号来调整。该调整可采用如下结构,即在滤波器 32 中设置多个指定的谐振电路,通过从脉冲检测器 33 输出的所述带域控制信号从这些多个谐振电路中选择任意其中之一谐振电路,由此使带通区域阶段性地变化。或者,也可以采用如下结构,即在滤波器 32 的谐振电路中设置例如变容二极管 (variable capacity diode) 等可通过外部信号调节静电容量 (capacitance) 的电子设备,利用从脉冲检测器 33 输出的所述带域控制信号作为所述外部信号来调节所述静电容量,由此使频率连续地变化。

[0055] 如上所述,由脉冲检测器 33 控制滤波器 32 的带通区域,因此,通过调整滤波器 32 的带通区域以除去与干扰波、无用波相对应的中间信号 S_a 的频率,据此能够降低干扰波、无用波的影响。为了去除干扰波、无用波,不仅通过调节带通滤波器的中心频率以及带宽来去除,而且还能通过调节陷波滤波器的中心频率以及带宽来去除干扰波、无用波。通过使用带域控制信号调节滤波器 32 的带通区域,还能够在脉冲检测器 33 中,使与作为目标的超短脉冲波相对应的中间信号的信号电平相对地增大。

[0056] 在接收装置 Rx 中,如图 2(c) 所示,设定与在发送装置 Tx 中设定的发送窗 W_t 相对应的接收期间 W_r 。在发送装置 Tx 中,在如上述那样规定了发送窗 W_t 的信号有无与比特值之间的关系的情况下,当在该设定的接收期间 W_r 接收到超短脉冲波的无线信号时,从比特判定部 4 输出比特值 1,当在该设定的接收期间 W_r 未接收到超短脉冲波的无线信号时,从比特判定部 4 输出比特值 0。通过该动作,能够在接收装置 Rx 中提取从发送装置 Tx 发送的数据。

[0057] 接收装置 Rx 中的接收期间 W_r 只要是超短脉冲波的一个周期以上的时间幅度即可。接收期间 W_r 的时间幅度越大则越容易受到其他信号的干扰,另一方面,接收期间 W_r 的时间幅度越小则使接收装置 Tx 的发送窗 W_t 与接收装置 Rx 的接收期间 W_r 同步的处理越花费时间。因此,较为理想的是,在接收装置中设定的接收期间 W_r 的时间幅度被设定为发送窗 W_t 的 2 至 5 倍左右。

[0058] 并且,脉冲检测器 33 具有通过控制振荡器 31a 输出时间控制信号从而控制局发信号 S_o 的输出时间的功能。通过脉冲检测器 33 控制振荡器 31a,使得例如图 2(d) 所示那样,仅在接收期间 W_r 内从振荡器 31a 输出局发信号 S_o (将振荡器 31a 控制为与接收期间 W_r 同步地动作),由此如图 2(e) 所示,在作为目标的超短脉冲波通过滤波器 32 而产生的中间信号 S_b 中,按照指定的周期生成接收脉冲 P。该接收脉冲 P 例如通过由具有平方律检波器

(square-law detector) 或绝对值电路 (absolute value circuit) 等的检波器对中间信号 Sb 实施取出包络线 (envelope) 的包络检波 (envelope detection) 而生成, 接收脉冲 P 相当于超短脉冲波的包络线。如此, 振荡器 31a 通过脉冲检测器 33 的时间控制信号不会始终动作, 据此降低了接收装置 Rx 的功耗。

[0059] 另外, 滤波器 32 的带通区域被设定为使中间信号 Sa 通过而不让干扰波和无用波 (以下称为“干扰波等”) 通过, 并且, 如上所述, 振荡器 31a 被控制为仅在接收期间 Wr 内输出局发信号 So。据此, 即使在非接收期间 Wr 的期间内接收到超短脉冲波的频率范围内的干扰波等, 扩展器 31 也不会将接收信号 Sr 的频率 f1 转换为滤波器 32 的带通区域, 因此扩展器 31 的输出未被进行向滤波器 32 的带通区域的频率转换, 从而扩展器 31 的输出不能通过滤波器 32, 能够从滤波器 32 的输出中去除干扰波等。另外, 在接收期间 Wr 接收到干扰波等、且干扰波等的频率包含在作为目标的超短脉冲波的频率范围内的情况下, 无法区分干扰波等与作为目标的超短脉冲波。但是, 通过将滤波器 32 的带通区域设定为可去除已确认存在于接收装置 Rx 的使用环境中的干扰波等的频率成分, 则能够去除这种干扰波等。

[0060] 并且, 脉冲检测器 33 具有向滤波器 32 输出时间控制信号来控制滤波器 32 的动作期间的功能。通过脉冲检测器 33 将滤波器 32 控制为使其仅在接收期间 Wr 输出对中间信号 Sa 进行滤波处理后的中间信号 Sb (将滤波器 32 控制为与接收期间 Wr 同步地动作), 因此滤波器 32 不会始终动作, 据此可降低接收装置 Rx 的功耗。

[0061] 脉冲检测器 33 具有在与接收期间 Wr 同步的积分期间内对滤波器 32 输出的中间信号 Sb 进行积分的积分部 33a; 以及比较积分值与预先设定的指定的阈值进行 2 值判定, 并输出判定结果的 2 值判定部 33b, 通过进行从滤波器 32 输出的中间信号 Sb 中包含的脉冲 P 的识别和位置识别 (到来时刻识别), 提取作为目标的脉冲 (以下将作为目标的超短脉冲波与干扰波等区分的情况下, 称为“目的波”), 将该提取的脉冲作为脉冲检测信号 Sc 输出至比特判定部 4。另外, 积分部 33a 和 2 值判定部 33b (或者是积分部 33a 和 2 值判定部 33b 中的至少任意其中之一) 仅在接收期间 Wr 动作, 据此可降低接收装置 Rx 的功耗。

[0062] 如上所述, 在本实施方式中, 脉冲检测器 33 具有分别向振荡器 31a 和滤波器 32 提供时间控制信号来控制其动作期间的功能, 振荡器 31a 和滤波器 32 与接收期间 Wr (即, 接收信号 Sr 中包含的短脉冲的产生时机) 同步地进行间歇动作。并且, 在本实施方式中, 脉冲检测器 33 的积分部 33a 和 2 值判定部 33b 也与接收期间 Wr 同步地进行间歇动作。因此, 在接收期间 Wr, 接收装置 Rx 的功耗得到抑制, 可降低接收装置 Rx 的功耗。

[0063] 另外, 在上述实施方式中, 如上所述, 脉冲检测器 33 除了向扩展器 31 输出增益控制信号、向滤波器 32 输出带域控制信号、向振荡器 31a 和滤波器 32 输出时间控制信号之外, 也还可以具有通过控制扩展器 31 决定接收期间 Wr 来输出期间控制信号的功能以及通过向振荡器 31a 输出频率控制信号来调节局发信号 So 的频率 f2 的功能。以下说明该振荡器 31a 的频率控制。

[0064] 图 4 是表示图 1 所示的接收装置的振荡器的结构的图。图 5 是用于说明由图 4 所示的振荡器生成的局发信号的图。图 6 是表示图 4 所示的振荡器中的延迟线电路 (delay line circuit) 的结构的电路图。图 7 是用于说明由图 6 所示的延迟线电路生成的时钟信号的延迟的图。

[0065] 在图 4 中, 带有频率控制功能的振荡器 31a 包括多个双稳态多谐振荡器 (toggle

flip-flops) 1010 至 101n、多个 XOR 元件 1021 至 102n、多个 AND 元件 1031 至 103n、多个延迟线电路 1041 至 104n、脉冲选择电路 105 以及延迟线电路 106。图 4 中示出了五个双稳态多谐振荡器 1010 至 1014、四个 XOR 元件 1021 至 1024、四个 AND 元件 1031 至 1034、四个延迟线电路 1041 至 1044 以及脉冲选择电路 105。

[0066] 如后所述,在非相干通信中,接收装置 Rx 使接收期间 W_r 与发送装置 Tx 的发送窗 W_t 同步,进行 UWB 通信方式的通信,延迟线电路 106 是为了调整接收期间 W_r 的开始时间而使时钟信号延迟,并使时钟信号的上升时机 (rise timing) 延迟的电路。

[0067] 时钟信号 CLK 从未图示的时钟生成器 (clock generator) 经由延迟线电路 106 被输入到双稳态多谐振荡器 1010,双稳态多谐振荡器 1010 将根据时钟信号 CLK 而生成的时钟信号 CLK0 输出至 XOR 元件 1021。

[0068] 时钟信号 CLK 从未图示的所述时钟生成器经由延迟线电路 106 和延迟线电路 1041 被输入到双稳态多谐振荡器 1011,双稳态多谐振荡器 1011 将根据该延迟线电路 1041 的输出而生成的时钟信号 CLK1 分别输出至 XOR 元件 1021、AND 元件 1031 以及 XOR 元件 1022。时钟信号 CLK0 和时钟信号 CLK1 被输入至 XOR 元件 1021, XOR 元件 1021 将时钟信号 CLK0 与时钟信号 CLK1 的“异或 (exclusive OR)”输出至 AND 元件 1031。时钟信号 CLK1 和 XOR 元件 1021 的输出被输入至 AND 元件 1031, AND 元件 1031 将时钟信号 CLK1 与 XOR 元件 1021 的输出的“与 (AND)”作为信号 S1 输出至脉冲选择电路 105。

[0069] 时钟信号 CLK 从未图示的所述时钟生成器经由延迟线电路 106、延迟线电路 1041 和延迟线电路 1042 被输入至双稳态多谐振荡器 1012,双稳态多谐振荡器 1012 将根据该延迟线电路 1042 的输出而生成的时钟信号 CLK2 分别输出至 XOR 元件 1022、AND 元件 1032 以及 XOR 元件 1023。时钟信号 CLK1 和时钟信号 CLK2 被输入至 XOR 元件 1022, XOR 元件 1022 将时钟信号 CLK1 与时钟信号 CLK2 的“异或”输出至 AND 元件 1032。时钟信号 CLK2 和 XOR 元件 1022 的输出被输入至 AND 元件 1032, AND 元件 1032 将时钟信号 CLK2 与 XOR 元件 1022 的输出的“与”作为信号 S2 输出至脉冲选择电路 105。

[0070] 时钟信号 CLK 从未图示的所述时钟生成器经由延迟线电路 106、延迟线电路 1041、延迟线电路 1042 和延迟线电路 1043 被输入至双稳态多谐振荡器 1013,双稳态多谐振荡器 1013 将根据该延迟线电路 1043 的输出而生成的时钟信号 CLK3 分别输出至 XOR 元件 1023、AND 元件 1033 以及 XOR 元件 1024。时钟信号 CLK2 和时钟信号 CLK3 被输入至 XOR 元件 1023, XOR 元件 1023 将时钟信号 CLK2 与时钟信号 CLK3 的“异或”输出至 AND 元件 1033。时钟信号 CLK3 和 XOR 元件 1023 的输出被输入至 AND 元件 1033, AND 元件 1033 将时钟信号 CLK3 与 XOR 元件 1023 的输出的“与”作为信号 S3 输出至脉冲选择电路 105。

[0071] 并且,时钟信号 CLK 从未图示的所述时钟生成器经由延迟线电路 106、延迟线电路 1041、延迟线电路 1042、延迟线电路 1043 和延迟线电路 1044 被输入至双稳态多谐振荡器 1014,双稳态多谐振荡器 1014 将根据该延迟线电路 1044 的输出而生成的时钟信号 CLK4 分别输出至 XOR 元件 1024、AND 元件 1034 以及未图示的 XOR 元件 1025。时钟信号 CLK3 和时钟信号 CLK4 被输入至 XOR 元件 1024, XOR 元件 1024 将时钟信号 CLK3 与时钟信号 CLK4 的“异或”输出至 AND 元件 1034。时钟信号 CLK4 和 XOR 元件 1024 的输出被输入 AND 元件 1034, AND 元件 1034 将时钟信号 CLK4 与 XOR 元件 1024 的输出的“与”作为信号 S4 输出至脉冲选择电路 105。

[0072] 如上所述,在振荡器 31a 中,时钟信号 CLK 从未图示的所述时钟生成器依次经由延迟线电路 106 和延迟线电路 1041 至延迟线电路 104n-1 被输入双稳态多谐振荡器 101n,双稳态多谐振荡器 101n 将根据该延迟线电路 104n-1 的输出而生成的时钟信号 CLK_n 分别输出至 XOR 元件 102n、AND 元件 103n 以及 XOR 元件 102n+1。时钟信号 CLK_{n-1} 和时钟信号 CLK_n 被输入 XOR 元件 102n, XOR 元件 102n 将时钟信号 CLK_{n-1} 与时钟信号 CLK_n 的“异或”输出至 AND 元件 103n。时钟信号 CLK_n 和 XOR 元件 102n 的输出被输入至 AND 元件 103n, AND 元件 103n 将时钟信号 CLK_n 与 XOR 元件 102n 的输出的“与”作为信号 S_n 输出至脉冲选择电路 105。

[0073] 即,在振荡器 31a,多个由双稳态多谐振荡器 101、XOR 元件 102、AND 元件 103 和延迟线电路 104 构成并生成信号 S 的信号生成电路 100 级联地被连接(cascade-connected)。在信号生成电路 100k 中,前段的信号生成电路 100k-1 中的延迟线电路 101k-1 的输出被输入至该段的信号生成电路 100k 中的延迟线电路 101k。延迟线电路 101k 的输出分别被输入至双稳态多谐振荡器 101k 以及下段的信号生成电路 100k+1 中的延迟线电路 104k+1。双稳态多谐振荡器 101k 根据延迟线电路 101k 的输出生成时钟信号 CLK_k,将该时钟信号 CLK_k 分别输出至 XOR 元件 102k 和下段的信号生成电路 101k+1 中的 XOR 元件 102k。XOR 元件 102k 将前段的信号生成电路 101k-1 中的双稳态多谐振荡器 101k-1 的输出(前段的信号生成电路 101k-1 中的时钟信号 CLK_{k-1})和双稳态多谐振荡器 101k 的输出(该段的信号生成电路 101k 中的时钟信号 CLK_k)的“异或”输出至 AND 元件 103k。AND 元件 103k 将双稳态多谐振荡器 101k 的输出与 XOR 元件 102k 的输出的“与”作为信号 S_k,输出至脉冲选择电路 105。另外,在第一段的信号生成电路 1001,时钟信号 CLK 从未图示的时钟生成器经由延迟线电路 106 被输入至延迟线电路 1041,并且,在双稳态多谐振荡器 1010 根据由所述时钟生成器生成、且由延迟线电路 106 延迟后的时钟信号 CLK,生成时钟信号 CLK₀,该时钟信号 CLK₀ 被输入至 XOR 元件 1021。

[0074] 另外,预置(preset)信号和重置(reset)被适宜地输入至各双稳态多谐振荡器 1010 至 101n。

[0075] 脉冲选择电路 105 根据从脉冲检测器 33 输出的频率控制信号,组合信号 S₁ 至信号 S_n 的各个波形,生成所期望的波形(或频率)的局发信号 S_o。图 5 中从上至下依次示出时钟信号 CLK₀ 至时钟信号 CLK₄、信号 S₁ 至信号 S₄ 以及局发信号 S_{o1}、S_{o2}。另外,图 5 所示的时钟信号 CLK₀ 是经过延迟线电路 106 的信号。局发信号 S_{o1}、S_{o2} 是由图 4 所示的振荡器 31a 生成的局发信号 S_o 的一个生成例。另外,在时钟信号 CLK₀ 至时钟信号 CLK_n 之间,通过延迟线电路 1041 至延迟线电路 104n 产生延迟时间 τ 。即,各个延迟线电路 1041 至 104n 的延迟时间是时间 τ ,时钟信号 CLK_n 相对于前段的时钟信号 CLK_{n-1} 是延迟时钟信号,时钟信号 CLK_n 相对于前段的时钟信号 CLK_{n-1} 延迟了延迟时间 τ 。在图 4 所示的振荡器 31a 中,如图 5 所示,信号 S₁ 至信号 S_n 是脉冲宽度为延迟时间 τ 、且依次偏移延迟时间 τ 的脉冲。因此,例如,将信号 S₁ 至信号 S_n 每隔两个地使用两个,从而生成脉冲宽度为 $2 \times \tau$ 、周期为 4τ 的脉冲状的局发信号 S_{o1},另外,例如信号 S₁ 至信号 S_n 每隔一个地使用一个,从而生成脉冲宽度为 τ 、周期为 $2 \times \tau$ 的脉冲状的局发信号 S_{o2}。

[0076] 例如,如图 6 所示,延迟线电路 104(1041 至 104n)具有两个反相(向)元件(inverter element)INV1、INV2 和一个或多个由电容 C 和开关 SW 构成的串联电路,其中一

个反相元件 INV1 的输出与另一个反相元件 INV2 的输入连接,在反相元件 INV1 的输出与接地电平 (ground level) 之间连接了一个或多个所述串联电路。在图 6 所示的例子中,连接有四个串联电路 (电容 C1 至 C4、开关 SW1 至 SW4)。各个串联电路的开关 SW1 至 SW4 通过从脉冲检测器 33 输出的频率控制信号被进行接通 / 断开控制。与反相元件 INV1 的输出连接的静电容量 (capacitance) 根据开关 SW1 至开关 SW4 的接通 / 断开控制而发生变化,例如,如图 7(a) 至 (d) 所示,在被输入到延迟线电路 104 的时钟信号 CLK11 与从延迟线电路 104 输出的时钟信号 CLK12 之间,产生所述静电容量引起的延迟时间 τ (参照图 5)。另外,在图 6 和图 7 所示的例子中,各电容 C1 至 C4 的各个静电容量为 C、2C、4C、8C,以便得到 0、C、2C、3C、.....、15C 的静电容量。例如,对于图 7(a) 所示的时钟信号 CLK11,在仅有开关 SW1 为接通状态的情况下,从延迟线电路 104 输出的时钟信号 CLK12 是相对于时钟信号 CLK11 产生了图 7(b) 所示的延迟时间 τ_1 的时钟信号 CLK121,另外,例如,在仅有开关 SW2 为接通状态的情况下,从延迟线电路 104 输出的时钟信号 CLK12 是相对于时钟信号 CLK11 产生了图 7(c) 所示的延迟时间 $\tau_2 (= 2 \times \tau_1)$ 的时钟信号 CLK122,另外,例如,在仅有开关 SW3 为接通状态的情况下,从延迟线电路 104 输出的时钟信号 CLK12 是相对于时钟信号 CLK11 产生了图 7(d) 所示的延迟时间 $\tau_3 (= 4 \times \tau_1)$ 的时钟信号 CLK123。

[0077] 如上所述,脉冲选择电路 105 根据从脉冲检测器 33 输出的频率控制信号组合信号 S1 至信号 S_n 的各波形,并且局发信号 S_o 的波形和频率 f₂ 通过控制延迟线电路 104 的延迟时间 τ 而任意地被控制。另外,如图 4 所示,振荡器 31a 由相对简单的电路构成,能够实现低功耗。另外,还能根据发送信号的频率来调整局发信号 S_o 的频率,因此能够应对多个频率不同的发送信号。

[0078] 另外,在上述实施方式中,振荡器 31a 也可以使用 PLL (Phase-Locked Loop, 锁相环) 电路来构成。图 8 是表示能够在图 1 所示的接收装置的振荡器中使用的 PLL 电路的结构的框图。一般而言,如图 8 所示,PLL 电路具有相位比较器 (phase comparator) 111、电荷泵 (charge pump) 112、环路滤波器 (loop filter) 113 与压控振荡器 (voltage control oscillator) 114 的串联电路、以及设置在从压控振荡器 114 的输出到相位比较器 111 的反馈路径 (feedback path) 上的分频器 (frequency divider) 115。并且,在用于振荡器 31a 的情况下,将压控振荡器 114 的输出作为局发信号 S_o,由 PLL 电路的至少一部分构成延迟线电路 104,由此在振荡器 31a 中能够使用普通的 PLL 电路,在成本方面较为有利。另外,除 PLL 电路以外,还可使用 DLL (Delay-Locked Loop, 延迟锁定环) 电路、FLL (Frequency-Locked Loop, 锁频环) 电路来构成振荡器 31a。

[0079] 如上所述,从振荡器 31a 输出的局发信号 S_o 的频率 f₂ 是可调节的,因此能够调节局发信号 S_o 的频率 f₂,以使干扰波等的中间信号处于滤波器 32 的带通区域外,通过这种调节,能够使去除干扰波等的可能性提高。即,能够降低干扰波等的影响。另外,在脉冲检测器 33 中,也能够将局发信号 S_o 的频率 f₂ 调节为使与目的波相对应的中间信号的信号电平增大。并且,较为理想的是,联动地控制输出到振荡器 31a 的频率控制信号与输出到上述的滤波器 32 的带域控制信号。特别是有必要让使用于去除干扰波等的陷波滤波器的中心频率与关于干扰波的中间信号一致,因此,较为理想的是,使频率控制信号与带域控制信号联动。

[0080] 在此,由上述说明可知,在本实施方式的脉冲提取部 3 中,为了从目的波中分离干

扰波等,同时使用了结合目的波来设定接收期间 W_r 的技术、从目的波中分离存在干扰波等的频率带域的技术以及根据干扰波等与目的波之间的信号电平的电平差来分离干扰波等的技术。即,在脉冲提取部 3 中,通过限制从接收信号 S_r 中提取目的波的时间来降低接收装置 Rx 的功耗,并且去除在与目的波不同的时刻产生的干扰波等,还利用频率成分的差异和信号电平的电平差来去除在与目的波大致相同的时刻产生的干扰波等。

[0081] 在脉冲提取部 3 中,物理地去除干扰波等,但未必完全去除干扰波等。为此,由比特判定部 4 对脉冲提取部 3 的输出进行逻辑判断,当脉冲提取部 3 提取的比特值不正确的情况下,丢弃该数据。关于比特值的正确与否,通过在从发送装置 Tx 传输无线信号时在数据前插入比特同步脉冲串 SB(参照图 9),并在接收装置 Rx(比特判定部 4)中对照比特同步脉冲串 SB,从而进行确认即可。另外,在比特判定部 4,也能通过利用所谓的校验和(check sum)那样的码元差错(code error)检测技术来确认比特值的正确与否。在丢弃数据的情况下,进行重发请求等公知的通信处理。

[0082] 由上述说明可知,接收装置 Rx 需要使接收期间 W_r 与发送装置 Tx 的发送窗 W_t 同步,此处,更具体地说明在脉冲检测器 33 中决定接收期间 W_r 的开始时间的功能。图 9(a)和(b)是表示 UWB 通信方式的无线信号中的帧结构的图。

[0083] 接收期间 W_r 例如是以发送装置 Tx 产生目的波的时间与接收装置 Rx 从振荡器 31a 产生局发信号 S_o 的时间一致的方式来决定的。这两个时间一致的状态相当于在 UWB 通信方式的通信信号的收发中,发送装置 Tx 与接收装置 Rx 同步地动作。为了使发送装置 Tx 与接收装置 Rx 同步,例如,如图 9(a)所示,从发送装置 Tx 发送的无线信号的一帧中包含同步用脉冲串 SY。另外,如上所述,在帧中也包含在比特判定部 4 使用的比特同步脉冲串 SB。并且,在该帧中,在这些同步用脉冲串 SY 和比特同步脉冲串 SB 之后包含数据脉冲串 DT。另一方面,接收装置 Rx 的脉冲检测器 33 使用图 9(b)所示的同步用脉冲串 SY 设定接收期间 W_r 的时间,以便与发送装置 Tx 同步。

[0084] 如图 9(b)所示,在该同步用脉冲串 SY 中,与数据脉冲串 DT 相同地使用超短脉冲波。另外,如上所述,在数据脉冲串 DT 中,利用发送窗 W_t 中的超短脉冲波的串有无来表示比特值。另一方面,在同步用脉冲串 SY 中,按照一定周期产生超短脉冲波,以使超短脉冲波的串存在于所有的发送窗 W_t 中。

[0085] 在产生同步用脉冲串 SY 的期间,脉冲检测器 33 在检索接收期间 W_r 的开始时间的检索模式下动作。在该检索模式下,设定接收期间 W_r 的时间间隔变化,检测出同步用脉冲串 SY 的接收时机。该时间间隔被设定为比生成发送窗 W_t 的时间间隔短。例如,通过每次改变设定接收期间 W_r 的时间间隔,适当设定同步用脉冲串 SY 的个数和接收期间 W_r 的时间间隔,由此在接收同步用接收脉冲串 SY 的期间内的任意其中之一接收期间 W_r 中,进行同步用脉冲串 SY 中包含的超短脉冲波的频率转换,从滤波器 32 得到与该超短脉冲波相对应的中间信号 S_b 。脉冲检测器 33 将从该滤波器 32 输出的中间信号 S_b (参照图 2(e))的积分值与指定阈值进行比较,将信号电平未达到所述指定阈值的中间信号作为干扰波等排除。

[0086] 另外,在除了发送装置 Tx 以外,还存在发送无线信号的系统(装置)的情况下,脉冲检测器 33 还可以具有从积分值未达到所述指定阈值的中间信号检测出由该系统产生的干扰波等,并输出干扰波检测信号的干扰波检测部,由此能够识别作为目标的超短脉冲波与干扰波等。

[0087] 当在产生同步用脉冲串 SY 的期间内的任意其中之一接收期间 W_r 中检测到同步用脉冲串 SY 中包含的超短脉冲波时, 脉冲检测器 33 从检索模式转移到用于取得数据的数据模式, 将该接收期间 W_r 之后的接收期间 W_r 的时间间隔切换为与在发送装置 Tx 中生成发送窗 W_t 的时间间隔大致一致的时间间隔。通过该动作, 能够使发送装置 Tx 与接收装置 Rx 同步。在数据模式下, 脉冲检测器 33 将每个接收期间 W_r 的积分值与阈值进行比较, 将积分值与阈值的大小关系作为脉冲检测信号 Sc 输出。例如, 当积分值为阈值以上的情况下输出由与比特值 1 相对应的信号构成的脉冲检测信号 Sc , 当积分值小于所述阈值的情况下输出由与比特值 0 相对应的信号构成的脉冲检测信号 Sc 。

[0088] 如上所述, 脉冲检测器 33 通过检索模式进行与接收期间 W_r 一致的脉冲的位置识别, 即, 识别发送装置 Tx 生成发送窗 W_t 的时刻, 在数据模式下识别该位置中的脉冲的有无。另外, 所述位置是时间轴上的位置 (时间位置)。

[0089] 如上所述, 脉冲检测器 33 通常在使接收期间 W_r 的时间间隔变化的检索模式下动作, 当在检索模式下的任意其中之一接收期间 W_r 中检测到超短脉冲波时, 从发送装置 Tx 发送的无线信号的一帧结束为止, 在使接收期间 W_r 与生成发送窗 W_t 的时间间隔一致的数据模式下动作。无线信号的一帧的结束例如通过检测表示帧结束的时序 (sequence) 并从比特判定部 4 通知帧的结束来加以判断。或者, 例如, 该结束根据不生成脉冲检测信号 Sc 的状态达到指定的规定时间来加以判断。由于检索模式和数据模式的接收期间 W_r 不同, 因此, 通过向扩展器 31 提供时间控制信号, 来控制振荡器 31a 中的驱动期间 (振荡期间、接收期间 W_r) 的时间以及所述驱动期间的幅度中的至少其中之一。

[0090] 并且, 比特判定部 4 在检索模式下在检测出超短脉冲波之前停止动作, 从检测到超短脉冲波之后起直至无线信号的一帧结束为止进行判定动作, 之后再次停止其动作。如此, 比特判定部 4 仅在必要的情况下动作, 因此, 能够降低接收装置 Rx 的功耗。

[0091] 另外, 发送装置 Tx 和接收装置 Rx 至少具有计测时间间隔的未图示的计时单元, 二者的计时单元具有在传输一帧所需的时间内可忽略误差的精度。另外, 在非相干方式的 UWB 通信方式中, 在脉冲检测器 33 只要能够提取目的波即可, 无需使用通过滤波器 32 后的所有中间信号 S_b , 因此, 不对中间信号 S_b 的频率要求较高的稳定性。因此, 也不对从振荡器 31a 输出的局发信号 So 的频率 f_2 要求较高的稳定性, 由此也使设计变得容易。

[0092] 接下来说明另一实施方式。

[0093] (第 2 实施方式)

[0094] 图 10 是表示第 2 实施方式的接收装置的物体检测动作的图。图 11 是用于说明考虑了第 2 实施方式的接收装置的多径的情况下的物体检测动作的图。图 11(A) 是用于说明基于多径的物体检测的图, 图 11(B) 是用于说明接收装置 Rx 的扫描方法的图。

[0095] 第 2 实施方式的接收装置 Rx 是如下装置, 即 UWB 方式的发送信号为按照一定的时间间隔排列的短脉冲波, 来代替以非相干方式传输数据的通信信号, 通过接收从发送所述发送信号的发送装置 Tx 发送的无线信号 (短脉冲波) 碰到物体而反射的反射波, 检测出基于发送波与接收波之间的时间差的距所述物体的距离以及基于接收波的时间上的强度变动的所述物体的运动。此种第 2 实施方式的接收装置 Rx 具有与第 1 实施方式的接收装置 Rx 大致相同的硬件结构, 其动作在以下方面有所不同。

[0096] 即, 在发送装置 Tx 按照所述一定的时间间隔 (短脉冲波发送间隔) 发送短脉冲波

的情况下,如图 10 所示,第 2 实施方式的接收装置 Rx,通过以指定的时间间隔依次错开接收期间 W_r (积分部 33a 的积分开始时刻) 扫描接收期间 W_r ,并将通过该扫描而得到的各接收期间 W_r 的积分部 33a 的各积分值与指定的阈值(物体检测阈值)进行比较,基于与积分部 33a 的积分值为所述指定的阈值(物体检测阈值)以上的接收期间 W_r 相对应的短脉冲波的自发射时刻起的经过时间计算出距物体的距离。例如,如图 10 所示,在将短脉冲波的发射时刻设为时刻 0 的情况下,当时刻 t_2 的接收期间 W_r 的积分部 33a 的积分值达到所述指定的阈值以上时,如果设光速为 C ,则距物体的距离 L 可利用 $L = C \cdot t/2$ 来计算。

[0097] 另外,第 2 实施方式的接收装置 Rx 也可通过脉冲检测器 33 在某一个接收期间 W_r 多次测量积分部 33a 的积分值,基于每次测量的各积分值的方差值(variance value),检测出所述物体的运动的有无。即,第 2 实施方式的接收装置 Rx 还具有从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和到来时刻,并输出脉冲检测信号的脉冲检测器 33;以及根据从脉冲检测器 33 输出的脉冲检测信号,检测出所述物体的运动的有无的未图示的物体运动检测部,脉冲检测器 33 在识别出作为目标的脉冲的到来时刻,多次接收来自物体的反射波,将其接收强度作为所述脉冲检测信号输出,所述物体运动检测部根据通过多次接收该反射波而得到的各接收强度的方差值,检测所述物体的运动的有无。根据如上所述的结构,能够以更高的精度检测出物体的运动的有无。

[0098] 一般而言,在对象物体完全静止的情况下,由于从发送装置 Tx 发射的短脉冲波始终以大致相同的方式碰到所述物体和附近的静止物体,用接收装置 Rx 接收的反射波的接收强度大致一定,因此某一个接收期间 W_r 的积分部 33a 的各积分值的方差值相对变小。在本实施方式的情况下,检测反射波的功率强度(power intensity)的方差(dispersion),该方差是由于同时接收邻近的静止物体的反射波以及运动的物体的具体各部位的各个反射波而得到的合成波的振幅强度变动引起的。因此,即使是微小的运动,只要在存在运动的物体的情况下,从发送装置 Tx 发射的短脉冲波碰到所述运动物体的各具体部位的方式便时时刻刻发生变化,因此所述接收合成波强度发生抖动,所述某一个接收期间 W_r 的积分部 33a 的各积分值的方差值相对变大。因此,第 2 实施方式的接收装置 Rx 可采取如下手段等,即通过利用物体检测阈值的上述动作首先预备性地检测物体,进而,在检测到该物体的接收期间 W_r ,多次测量积分部 33a 的积分值,将每次测量的各积分值的方差值与指定阈值(物体运动检测阈值)进行比较,当该比较的结果是所述方差值为所述指定阈值(物体运动检测阈值)以上的情况下,判断使用该物体运动检测阈值检测出的物体是正在运动的物体。

[0099] 另外,在上述说明中,为了集中(at once)进行物体的检测和物体运动的检测,接收装置 Rx 也可以采用在各接收期间 W_r 多次(N 次)测量积分部 33a 的积分值的结构。另外,虽然也取决于从发送装置 Tx 发射的短脉冲波的发射强度、距物体的距离、物体的反射特性等,但是,通常来自物体的反射波的强度较小。因此,为了得到积分部 33a 中的一个积分值,接收装置 Rx 也可以在发送装置 Tx 发送 K 次短脉冲波的期间内,用积分部 33a 在一个接收期间 W_r 进行 K 次积分,以此测量积分部 33a 的积分值。因此,在进行所述 N 次的测量和该 K 次的积分的情况下,发送装置 Tx 将进行 $N \times K$ 次的短脉冲波的发送。

[0100] 如上所述,第 2 实施方式的发送装置 Tx 和接收装置 Rx 构成了以动态方式检测距物体的距离和物体运动的物体检测系统。

[0101] 另外,在这样的以非相干的方式检测物体的系统中,根据来自物体的反射波的强

度进行检测,因此接收装置 Rx 很难区分通过直接接收反射波而得到的积分部 33a 的积分值和通过多径接收反射波而得到的积分部 33a 的积分值。即,接收装置 Rx 很难区分从发送装置 Tx 发射的短脉冲波直接碰到物体并由物体反射,由接收装置 Rx 直接接收其反射波而得到的积分部 33a 的积分值,和在由接收装置 Rx 接收到由从发送装置 Tx 发射的短脉冲波引起的物体的反射波的期间内,通过碰到一个或多个其他物体进行一次或多次再反射而得到的积分部 33a 的积分值。因此,在上述的物体检测动作中,如图 11(A) 所示,根据通过直接接收而得到的积分部 33a 的积分值检测出的物体(已检测出)通过多径(multipaths)而被再次检测为重影(ghost)。

[0102] 因此,如图 11(B) 中 (1)、(2)、(3)、(4)、..... 所示,第 2 实施方式的接收装置 Rx 可朝远离接收装置 Rx 的方向依次、即从接近接收装置 Rx 的区域向远离接收装置 Rx 的区域依次进行物体的检测,在最初检测到物体的情况下,测量与物体的距离和物体的运动。或者,如图 11(B) 中、(4)、(3)、(2)、(1) 所示,第 2 实施方式的接收装置 Rx 也可以朝接近接收装置 Rx 的方向依次、即从远离接收装置 Rx 的区域向接近接收装置 Rx 的区域依次进行物体的检测,在最初检测到物体的情况下,测量与物体的距离和物体的运动。根据如上所述的构造,接收装置 Rx 能够降低多径的影响,以更高的精度测量与物体的距离和物体的运动。特别是由于在屋内存在较多的反射体,因此,将这种多径考虑在内的物体检测动作是有用的。

[0103] 通过以上方式进行动作,第 2 实施方式の接收装置 Rx 能够检测出基于发送波与接收波之间的时间差的距物体的距离、基于接收波的时间上的强度变动的所述物体运动。

[0104] 接下来说明另一实施方式。

[0105] (第 3 实施方式)

[0106] 图 12 是表示第 3 实施方式的接收装置的结构框图。图 13 是用于说明图 12 所示的接收装置各部分的信号波形的图。

[0107] 第 3 实施方式的接收装置 Rx 是如下装置,即 UWB 方式的发送信号为按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,来代替以非相干的方式传输数据的通信信号,通过接收从发送所述发送信号的发送装置 Tx 发送的无线信号(短脉冲波)碰到物体而反射的反射波,检测出基于发送波与接收波之间的时间差的距所述物体的距离以及基于接收波的时间上的强度变动的所述物体的运动,例如具有图 12 所示的结构。即,与图 1 所示的第 1 实施方式的接收装置 Rx 相比,图 12 所示的第 3 实施方式的接收装置 Rx 的不同之处在于,脉冲检测器 33 除了积分部 33a 以外还具有积分部 33c。另外,对与第 1 实施方式相同的结构标注相同标号,并省略其说明。第 3 实施方式的接收装置 Rx 也可以是与发送装置 Tx 一体的结构。

[0108] 第 3 实施方式的脉冲检测器 33 具有两个积分部 33a、33c。这些积分部 33a、33c 在相互不同的时间,分别被设定了例如如图 13(d) 和 (e) 所示的积分期间 $Wg1$ 、 $Wg2$,分别在积分期间 $Wg1$ 、 $Wg2$ 对滤波器 32 输出的中间信号 Sb 进行积分。然后,在两个积分期间 $Wg1$ 、 $Wg2$ 分别进行积分而得到的各积分值中的至少其中之一达到阈值以上的范围内,改变积分部 33a、33c 的各积分期间 $Wg1$ 、 $Wg2$ 的时间(参照图 13(e) 的箭头)以使两个积分值相等,将两个积分期间 $Wg1$ 、 $Wg2$ 的合成期间的中心设为接收期间 Wr 的中心,据此实现接收期间 Wr 与图 13(c) 所示的接收脉冲 P (作为目标的超短脉冲波)之间的同步。另外,图 13(a) 是通过接收从发送装置 Tx 发送的无线信号而得到的接收信号 Sr 的波形,图 13(b) 是振荡器 31a 输

出的局发信号 So。局发信号 So 仅在接收期间 Wr 被输出。

[0109] 如上所述,通过使用两个积分部 33a、33c 来实现接收期间 Wr 与接收脉冲 P 之间的同步,因此,能够高精度地检测出与正在移动的物体之间的距离、所述物体的移动。另外,即使在发送装置 Tx 的基准频率与接收装置 Rx 的基准频率之间产生了误差的情况下,也能实现接收期间 Wr 与接收脉冲 P 之间的同步。另外,一般而言,用于生成基准频率的晶体振子 (crystal oscillator) 的频率偏差为 $\pm 10\text{ppm}$ ($= 10 \times 10^{-6}$) 左右,例如,在基准频率为 20MHz 的情况下,频率偏差为 $20 \pm 0.0002\text{MHz}$ 左右。

[0110] 另外,如上所述,通过使用两个积分部 33a、33c,比较积分期间 Wg1 的积分部 33a 的积分值与积分期间 Wg2 的积分部 33c 的积分值的大小,也能够检测出与物体之间的距离的远近或所述物体的移动方向,能够以更高的精度检测出与物体之间的距离和所述物体的移动。例如,在短脉冲波的发送间隔和接收期间 Wr 为一定、且在积分部 33a 开始积分之后开始进行积分部 33c 的积分的情况下,当某个时刻的积分期间 Wg1 的积分部 33a 的积分值大于积分期间 Wg2 的积分部 33c 的积分值时,可判断为与根据积分期间 Wg2 的接收期间 Wr 而计算出的与物体之间的距离相比,实际的物体的距离更接近接收装置 Rx,另一方面,相反地,当某个时刻的积分期间 Wg1 的积分部 33a 的积分值小于积分期间 Wg2 的积分部 33c 的积分值时,可判断为与根据积分期间 Wg1 的接收期间 Wr 而计算出的与物体之间的距离相比,实际的物体的距离更远离接收装置 Rx。另外,通过经时地进行所述大小的比较,能够检测出所述物体的检测方向。例如,在短脉冲波的发送间隔和接收期间 Wr 为一定、且在积分部 33a 开始积分之后开始进行积分部 33c 的积分的情况下,当某个时刻的积分期间 Wg1 的积分部 33a 的积分值大于积分期间 Wg2 的积分部 33c 的积分值、且从所述某个时刻起经过了指定时间后的其他时刻的积分期间 Wg1 的积分部 33a 的积分值小于积分期间 Wg2 的积分部 33c 的积分值时,可判断为检测出的物体正在向远离接收装置 Rx 的方向移动。另一方面,在与上述情况相反的情况下,可判断为检测出的物体正在向接近接收装置 Rx 的方向移动。如此,接收装置 Rx 具有两个积分部 33a、33c,对于某一个接收期间 Wr 通过使各积分部 33a、33c 的积分开始时间相互错开,从而能够检测出与物体的距离远近和移动的物体的移动方向。

[0111] 另外,在上述第 3 实施方式中,也可以采用如下结构,即接收装置 Rx 具备多个脉冲检测器 33,并且将各脉冲检测器 33 的各积分部 33a 的积分开始时间设定为相互错开预先设定的指定时间。根据该结构,比较各积分部 33a 的各积分值的大小,可检索出提供最大积分值的积分部 33,通过使用该提供最大积分值的积分部 33 的积分开始时间,能够以更高的精度检测出接收信号的峰值时刻,从而能够以更高精度检测出距所述物体的距离等。

[0112] 另外,在上述第 2 和第 3 实施方式中,接收装置 Rx 也可以与发送装置 Tx 构成为一体。即,接收装置 Rx 还具有将发送信号发送的发送部,扩展器 31 的振荡器 31a 向混频器 31b 输出局发信号 So,并且向所述发送部输出与发送信号相对应的频率的信号。根据如上所述的结构,在发送时和接收时共用振荡器 31a,从而能够实现小型化和成本降低。尤其,即使在所述发送部的发送信号的频率与局发信号 So 的频率不同的情况下,也能够使用上述的频率可变的振荡器 31a,可充分有效地利用这种振荡器 31a 的性能。

[0113] 另外,在上述的第 2 和第 3 实施方式中,这种检测距物体的距离等的接收装置 Rx 也可以采用如下结构,即天线 1 是相互间隔指定距离的多个天线,所述接收装置还具有切换所述多个天线 1 的输出并依次将其输入到放大部 2 的开关部。或者,这种检测距物体的

距离等的接收装置 Rx 也可以采用如下结构,即天线 1 是相互间隔指定距离的多个天线,放大部 2 被设定为与所述多个天线 1 分别对应,所述接收装置还具有切换所述多个放大部 2 的输出并依次将其输入到脉冲提取部 3 的开关部。或者,这种检测距物体的距离等的接收装置 Rx 还可以采用如下结构,即天线 1 是相互间隔指定距离的多个天线,放大部 2 和脉冲提取部 3 被设定为与所述多个天线 1 分别对应。这样,接收装置 Rx 也可以具有分别与多个天线 1 相对应的多个接收系统。根据如上所述的结构,接收装置 Rx 能够根据各天线 1 间的距离及从各天线 1 到所述物体的距离,按照三角测量的原理,检测出从接收装置 Rx 观察的所述物体的方位。

[0114] 另外,在上述的第 2 和第 3 实施方式中,接收装置 Rx 也可以如下结构,即具有相互间隔指定距离的多个天线,放大部 2 在从这些多个天线中的任意其中之一发射了短脉冲波的发送信号之后,在指定时间内停止动作。或者,接收装置 Rx 也可以采用如下结构,具有相互间隔指定距离的多个天线,并且在扩展器 31 的混频器 31b 的后段具有对扩展器 31 的混频器 31b 的输出进行放大的放大部 2a,放大部 2a 在从这些多个天线中的任意其中之一发射了短脉冲波的发送信号之后,在指定时间(例如 100ps)内停止动作。在图 12 中,针对第 3 实施方式的接收装置 Rx 的情况,用虚线示出了放大部 2a。这样,接收装置 Rx 也可以采用如下结构,即具有相互间隔指定距离的多个天线,并且具有连接于扩展器 31 的混频器 31b 之前(前段)或之后(后段)的放大部 2 或 2a,该放大部 2、2a 在从这些多个天线中的任意其中之一发射了短脉冲波的发送信号之后,在指定时间(例如 100ps)内停止动作。根据如上所述的结构,即使在除了发送短脉冲波的发送信号的天线以外的剩余天线不是接收到来自所述物体的反射波,而是从发送短脉冲波的发送信号的天线直接接收到短脉冲波(直接接收波)的情况下,连接于混频器 31b 之前(前段)或之后(后的)的放大部 2、2a 也会在发射短脉冲波的发送信号后,在指定时间内停止其动作,因此,能够避免所述直接接收波导致的放大部 2、2a 的饱和,接收装置 Rx 也能够检测出更位于接近该接收装置 Rx 的位置的物体。

[0115] 另外,在上述的第 2 和第 3 实施方式中,接收装置 Rx 还可以具有对输入进行半波整流(half-wave rectification)或全波整流(full-wave rectification)的整流部(rectifier)34。在图 12 中,针对第 3 实施方式的接收装置 Rx 的情况,用虚线示出了整流部 34。根据如上所述的结构,输入到脉冲检测器 33 的积分部 33a、33c 的信号极性为一个,因此,积分部 33a、33c 中的积分变得容易,从而能够简化积分部 33a、33c 的电路结构。

[0116] 接下来说明又一实施方式。

[0117] (第 4 实施方式)

[0118] 在第 1 实施方式中示出了在接收装置 Rx 未能接收到从发送装置 Tx 发送的数据脉冲串 DT 的情况下接收装置 Rx 向发送装置 Tx 进行重发请求的例子,而第 4 实施方式是发送装置 Tx 预先分别多次重复地发送与数据脉冲串 DT 相同的比特值的例子。

[0119] 在该情况下,接收装置 Rx 将发送装置 Tx 发送表示相同比特值的超短脉冲波的次数的期间设定为接收期间 W_r ,脉冲检测器 33 的积分部 33a 在与接收期间 W_r 同步的积分期间内对滤波器 32 输出的中间信号 S_b 进行积分。然后,2 值判定部 33b 将根据积分结果进行 2 值判定而得到的结果作为脉冲检测信号 S_c 输出。

[0120] 更具体而言,脉冲检测器 33 在数据模式下相对较多地(例如 10 次左右)取得积

分部 33a 的积分次数,并且通过在 2 值判定部 33b 使用适当的阈值对积分部 33a 的输出进行 2 值化,从而即使干扰波等与目的波重叠(叠加),如果重复的次数较少,则也能去除干扰波的影响而提取目的波,以此提高接收灵敏度。积分部 33a 在检索模式下不进行积分。另外,其他结构及其动作与第 1 实施方式相同。另外,第 4 实施方式也能应用于上述第 2 和第 3 实施方式,起到相同的效果。

[0121] 接下来说明又一实施方式。

[0122] (第 5 实施方式)

[0123] 图 14 是表示第 5 实施方式的接收装置的结构框图。

[0124] 如上所述,接收 UWB 通信方式的通信信号的接收装置与上述通信信号的脉冲信号同步地仅在指定期间、例如 10nsec 的窗口(window)期间接收所述通信信号的脉冲信号,由此去除不是如 UWB 通信方式的通信信号的脉冲信号那样具有一定周期的背景噪声,接收有用的 UWB 通信方式的通信信号的脉冲信号。

[0125] 另一方面,UWB 通信方式在一方式中,不使用载波,而是使用例如脉冲宽度为 1nsec 以下等的极短的脉冲信号,因此与其他无线通信方式相比,发送功率的频谱(spectral)密度非常低。因此,构成接收装置各部分的各个内部电路以相对较高的灵敏度构成,接收装置有时会将由这些内部电路产生的噪声作为信号而加以提取。特别是,由于在这些内部电路使用的时钟信号引起的噪声具有周期性,因此,如果这种具有周期性的噪声与窗口期间同步,则有时会将噪声误认为接收脉冲,因此通信的可靠性降低。

[0126] 该第 5 实施方式的接收装置 Rx 是能够进一步提高通信可靠性的装置,例如具有图 14 所示的结构。即,与图 1 所示的第 1 实施方式的接收装置 Rx 相比,图 14 所示的第 5 实施方式的接收装置 Rx 的不同之处在于,出于提高通信的可靠性的目的,脉冲检测器 33 还具有信号处理部 33d、基准时钟生成部 33e 和相位控制部 33f。另外,对与第 1 实施方式相同的结构标注相同符号,并省略其说明。

[0127] 第 5 实施方式的脉冲检测器 33 具有积分部 33a、2 值判定部 33b、信号处理部 33d、基准时钟生成部 33e 和相位控制部 33f。

[0128] 信号处理部 33d 与积分部 33a 连接,例如具有执行指定的运算处理的 CPU(Central Processing Unit,中央处理单元)、存储有指定的控制程序的 ROM(Read Only Memory,只读存储器)、临时存储数据的 RAM(Random Access Memory,随机存取存储器)、以及它们的周边电路等。信号处理部 33d 通过执行存储在 ROM 中的控制程序,功能性地具备:按照将脉冲信号的周期分割为多个区间后的各区间取得积分部 33a 的输出、即作为数字信号的信号电平值 AD,并且将在天线 1 未接收到无线的 UWB 通信方式的通信信号 RF 的状态下取得的各个区间的信号电平,按照每个区间存储到区间电平存储部 33db 中的区间电平取得部 33da;将在天线 1 未接收到通信信号的状态下由区间电平取得部 33da 取得的各区间的信号电平,按照各区间进行存储的区间电平存储部 33db;以及根据存储在区间电平存储部 33db 中的各区间的信号电平,分别修正由天线 1 接收到的各区间的信号电平的修正部 33dc。

[0129] 基准时钟生成部 33e 例如使用晶体振荡器(crystal oscillator)而构成,生成与 UWB 通信方式的通信信号中的脉冲信号的周期相同周期的时钟信号,并将其输出至相位控制部 33f。

[0130] 相位控制部 33f 与信号控制部 33d 以及基准时钟生成部 33e 连接,根据从基准时

钟生成部 33e 输出的时钟信号,向积分部 33a 输出控制动作时间的门信号 (gate signal) GT。更具体而言,相位控制部 33f 将被设为与 UWB 通信方式的通信信号中的脉冲信号的脉冲宽度大致相同或者脉冲宽度稍大的例如 10nsec 的脉冲信号作为表示窗口期间的信号,以 UWB 通信方式的通信信号中的脉冲信号的周期、例如 50nsec 的周期,将其作为门信号 GT 输出到积分部 33a。另外,相位控制部 33f 根据来自信号处理部 33d 的控制信号,改变门信号 GT 中的表示窗口期间的脉冲信号的时间。

[0131] 积分部 33a 与门信号 GT 中的脉冲信号的时间同步地执行信号的积分,而在其他时间不进行所述积分。据此,由脉冲提取部 3 对在门信号 GT 中的脉冲信号的时间即在窗口期间由天线 1 接收到的通信信号 RF 进行检波,由积分部 33a 进行积分,再将其积分值输出到信号处理部 33d。

[0132] 比特判定部 4 与第 1 实施方式相同,是如下电路,即与脉冲提取部 3 连接,根据从脉冲提取部 3 的脉冲检测器 33 输出的脉冲检测信号 Sc,提取从发送装置 Tx 发送的无线信号的比特值。此处,在第 5 实施方式的比特判定部 4 中,根据由修正部 33dc 修正后的各区间的信号电平,进行通信信号 RF 的解调。

[0133] 接下来说明以上述方式构成的无线接收装置 Rx 的动作。图 15 是用于说明图 14 所示的接收装置的动作的、表示各部分的信号波形的图。图 15(a) 表示不受噪声的影响的理想环境下的信号波形的一例,图 15(b) 表示周期性的电路噪声叠加于接收信号的情况下的信号波形的一例。图 15(a) 和图 15(b) 中从上至下依次示出了检波信号 S1、门信号 GT 和积分部 33a 的输出信号的各信号波形。图 16 是用于说明图 14 所示的接收装置的区间电平取得部的动作的、表示各部分的信号波形的图。在图 16 中从上至下依次示出了检波信号 S1 和门信号 GT 的各信号波形。

[0134] 图 17 是表示通过图 14 所示的接收装置的修正部得到的修正信号的一例的图。图 17 的横轴为时间,其纵轴为电平 (level)。

[0135] 如图 15(a) 所示,在不受噪声的影响的理想环境下,在脉冲提取部 3 中,由天线 1 接收到的无线通信信号 RF 被解调成脉冲,解调脉冲 P1 作为检波信号 S1 被输入到积分部 33a。然后,在从相位控制部 33f 输出的门信号 GT 中的脉冲信号的时间即窗口期间 T1,通过积分部 33a 对解调脉冲 P1 进行积分。

[0136] 另一方面,如图 15(b) 所示,在周期性的电路噪声叠加于接收信号的情况下,除了解调脉冲 P1 以外,噪声也周期性地叠加于所述检波信号 S1,噪声的平均值电平上升。在该情况下,解调脉冲 P1 的波峰值 (crest value) 是从噪声的平均值电平到解调脉冲 P1 的峰值之间的值,因此,由于噪声的平均值电平上升,使得解调脉冲 P1 的波峰值减小。因此,解调脉冲 P1 的能量减小,其结果,由积分部 33a 对解调脉冲 P1 进行积分而得到的积分值降低,信号电平值 AD 也降低。

[0137] 另外,如图 15(b) 所示,解调脉冲 P1 的波峰值与噪声的波峰值之差变小,因此,门信号 GT 中的窗口期间 T1 与噪声同步,有可能将噪声误认为接收脉冲。

[0138] 对此,在接收装置 Rx 中,首先,未从发送装置 Tx 发送无线通信信号 RF,因此在天线 1 未接收到所述通信信号 RF 的状态下的信号电平值 AD、即内部电路中的周期噪声引起的各窗口期间的信号电平值 AD 由区间电平取得部 33da 取得。

[0139] 首先,在天线 1 未接收到无线通信信号 RF 的状态下,检波信号 S1 中不包含解调脉

冲 P1, 因此, 噪声引起的检波信号 S1 被输入到积分部 33a。

[0140] 而且, 首先根据来自区间电平取得部 33da 的控制信号, 从相位控制部 33f 以窗口期间 T1 的相位将门信号 GT 输出到积分部 33a, 由积分部 33a 在窗口期间 T1 的时间对检波信号 S1 进行积分, 与该积分值相对应的信号电平值 AD 被输入到区间电平取得部 33da。区间电平取得部 33da 使相位控制部 33f 在预先设定的指定时间例如 $8\mu\text{sec}$ 的期间内, 以窗口期间 T1 的相位输出门信号 GT。然后, 区间电平取得部 33da 对在 $8\mu\text{sec}$ 的期间内得到的窗口期间 T1 中的信号电平值 AD 进行平均, 将其平均值作为窗口期间 T1 的平均电平值 AVT1 存储到区间电平存储部 33db 中。

[0141] 接着, 区间电平取得部 33da 使相位控制部 33f 在相位与窗口期间 T1 错开的时间, 例如以比窗口期间 T1 延迟 1nsec 的窗口期间 T2 的相位, 在指定时间例如 $8\mu\text{sec}$ 的期间内输出门信号 GT。然后, 区间电平取得部 33da 对在 $8\mu\text{sec}$ 的期间的多个周期内得到的窗口期间 T2 的信号电平值 AD 进行平均, 将该平均值作为窗口期间 T2 的平均电平值 AVT2 存储到区间电平存储部 33db 中。

[0142] 同样地, 通过区间电平取得部 33da 使窗口期间依次错开 1nsec, 将在解调脉冲 P1 的周期内即 50nsec 内设置的 50 个窗口期间分别得到的平均电平值 AVT1 至 AVT50、即内部电路中的周期噪声引起的各窗口期间的信号电平值存储到区间电平存储部 33db 中。在该情况下, 窗口期间 T1 至 T50 相当于技术方案中的多个区间的一例。

[0143] 另外, 区间电平取得部 33da 也可以使各窗口期间 (区间) 与区间电平存储部 33db 的地址相对应, 并存储各窗口期间的平均电平值 AVT1 至 AVT50, 也可以将表示各窗口期间的识别数据与平均电平值 AVT1 至 AVT50 相对应地存储到区间电平存储部 33db 中。

[0144] 接着, 由天线 1 接收到的无线通信信号 RF 在脉冲提取部 3 中以同样的方式被进行解调和积分, 作为信号电平值 AD 被输入到修正部 33dc。然后, 由修正部 33dc 从各窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD 分别减去存储在区间电平存储部 33db 中的平均电平值 AVT1 至 AVT50、即内部电路中的周期噪声导致的各窗口期间的信号电平值, 由此进行修正, 并且该修正后的修正信号 S2 通过比特判定部 (解调部) 4 进行解调, 并作为发送信号信息 (数据) RD 被输出到外部。

[0145] 由此, 即使在信号电平值 AD 中叠加有在内部电路产生的具有周期性的噪声的情况下, 由修正部 33dc 从信号电平值 AD 减去存储在区间电平存储部 33db 中的平均电平值 AVT1 至 AVT50 即内部电路中的周期噪声导致的各窗口期间的信号电平值, 以此进行修正, 降低具有周期性的噪声的影响, 因此能够提高通信的可靠性。

[0146] 另外, 区间电平取得部 33da 不限于将平均电平值 AVT1 至 AVT50 存储到区间电平存储部 33db 中的例子, 也可以将窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD 直接存储到区间电平存储部 33db 中, 修正部 33dc 使用窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD 进行接收信号的修正, 但是通过修正部 33dc 使用平均电平值 AVT1 至 AVT50, 内部电路中的周期噪声引起的各窗口期间的信号电平值的测量精度提高, 据此能够提高通信的可靠性。

[0147] 另外, 修正部 33dc 也可以采用如下结构, 即将预先设定的基准值 REF 与存储在区间电平存储部 33db 中的平均电平值 AVT1 至 AVT50 的差值分别加于各窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD, 由此生成修正信号 S2。更具体而言, 例如, 当将各窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD 表示为 AD1 至 AD50 时, 则修正部 33dc 可以根据下式 (1) 生成修正信号 S2。

[0148] $S2 = ADn + (REF - AVTn) \dots\dots (1)$

[0149] (其中, $n = 1, 2, 3, \dots\dots, 50$)

[0150] 在该情况下, 当将基准值 REF 设为例如“240”, 则如图 17 所示, 在未接收到无线通信信号 RF 的状态下的修正信号 S2 与基准值 REF 大致相等, 为“240”。于是, 例如, 即使在解调脉冲 P1 取负值的情况下, 修正信号 S2 也为正值, 因此, 信号处理部 33d 无需处理负值, 信号处理变得容易。

[0151] 另外, 区间电平取得部 33da 也可以如下式 (2) 所示那样, 将预先设定的基准值 REF 与平均电平值 AVT1 至 AVT50 的差值作为各窗口期间 T1 至 T50 的修正值 C1 至 C50, 存储在区间电平存储部 33db 中。

[0152] $Cn = REF - AVTn \dots\dots (2)$

[0153] (其中, $n = 1, 2, 3, \dots\dots, 50$)

[0154] 另外, 修正部 33dc 也可以如下式 (3) 所示那样, 将存储在区间电平存储部 33db 中的各窗口期间的修正值 C1 至 C50 分别加于各窗口期间 T1 至 T50 的信号电平值 AD1 至 AD50, 由此生成修正信号 S2。

[0155] $S2 = ADn + Cn \dots\dots (3)$

[0156] (其中, $n = 1, 2, 3, \dots\dots, 50$)

[0157] 据此, 修正部 33dc 只要在修正无线信号 RF 时执行式 (3) 的运算处理即可, 因此与执行式 (1) 的运算处理的情况相比, 能够减轻无线信号 RF 的接收动作时的修正部 33dc 的运算处理负荷。

[0158] 另外, 虽然示出了在无线通信信号 RF 的脉冲周期中设置 50 个窗口期间 (区间) 的例子, 但是窗口期间的数量 (相位差) 只要适当设定即可。越缩小各窗口期间的相位差来增加窗口期间数量, 则修正精度越高, 因此通信的可靠性提高。

[0159] 另外, 虽然示出了使相邻的窗口期间重叠的例子, 但也可以设定为相邻的窗口期间不是重叠的, 而是连续的。在该情况下, 能够减少无线信号 RF 的脉冲周期中的窗口期间数量。

[0160] 另外, 示出了将窗口期间设为与 UWB 通信中的脉冲信号的脉冲宽度相同程度、或者脉冲宽度稍大的 10nsec 的例子, 但可通过增大窗口期间来减少无线信号 RF 的脉冲周期中的窗口期间的数量。在该情况下, 如果增大窗口期间, 则噪声成分被进行积分的时间也增大, S/N 比 (信噪比 (signal-to-noise ratio)) 降低, 因此根据增大窗口期间的数量导致的电路负载的增大、和增大窗口期间导致的 S/N 比的降低之间的平衡, 适当设定窗口期间。

[0161] 另外, 在上述实施方式中, 接收装置 Rx 对中间信号 Sb 的所有信号波进行积分, 但也可以通过缩短积分时间, 对其一部分例如信号波的上升部分进行积分。例如, 所述积分时间被设定为 UWB 通信方式的通信信号的时间幅度的约 1/10 (= 约 0.2ns)。

[0162] 如上所述, 本说明书揭示了各种方式的技术, 其中的主要技术归纳如下。

[0163] 一实施方式所涉及的接收装置用于接收超宽带方式的发送信号, 对通过接收所述发送信号而得到的接收信号进行频率转换而输出中间信号的扩展器, 其中, 所述发送信号是用于以非相干方式传输数据的通信信号, 所述扩展器具有: 振荡器, 以与所述接收信号的中心频率不同的频率输出局发信号, 所述局发信号的波形不依赖于所述接收信号中所包含的短脉冲的相位以及波形; 以及混频器, 将所述接收信号与所述局发信号相乘并输出所述

中间信号,其中,所述振荡器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

[0164] 根据该结构,振荡器间歇动作,而不是始终动作,因此可使用 UWB 通信方式减少功耗。并且,扩展器进行接收信号的频率转换,因此在进行下变频的情况下,即使在间歇驱动的驱动期间内也能实现低功耗化,而且,在后段具有滤波器的情况下,能够实现该滤波器电路的设计的简单化、小型化和低成本。

[0165] 另外,在另一实施方式中,所述接收装置还包括让所述中间信号中相当于作为目标的短脉冲波的频率成分通过的滤波器,其中,所述滤波器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

[0166] 根据该结构,滤波器能够进行间歇动作,而不是始终动作,因此可使用 UWB 通信方式减少功耗。

[0167] 另外,在另一实施方式中,所述各接收装置还包括从所述中间信号识别作为目标的脉冲以及到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,所述脉冲检测器与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

[0168] 根据该结构,脉冲检测器能够进行间歇动作,而不是始终动作,因此可使用 UWB 通信方式减少功耗。

[0169] 另外,在另一实施方式中,所述各接收装置还包括从所述中间信号识别作为目标的脉冲以及到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,所述通信信号包含连续每个预先设定的指定的多次表现为相同比特值的短脉冲波,所述脉冲检测器具有在所述多次的期间对中间信号进行积分的积分部和将根据所述积分部的积分结果进行 2 值判定而得到的结果作为脉冲检测信号而输出的 2 值判定部。

[0170] 根据该结构,即使干扰波等重叠于目的波,也能大致去除干扰波等的影响,提取目的波,能够提高接收灵敏度。

[0171] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中所述积分部和所述 2 值判定部中的至少其中之一与包含在所述接收信号中的短脉冲波的产生时机同步地进行间歇动作。

[0172] 根据该结构,积分部和 2 值判定部中的至少其中之一进行间歇动作,而不是始终动作,因此可使用 UWB 通信方式减少功耗。

[0173] 另外,在另一实施方式中,所述接收装置还包括从所述脉冲检测器输出的脉冲检测信号中取出所述数据的比特值的比特判定部,其中,所述比特判定部在所述脉冲检测器识别出作为目标的脉冲后进行动作。

[0174] 根据该结构,能够降低脉冲检测器识别出作为目标的脉冲之前的功耗。

[0175] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述发送信号为无线信号,所述脉冲检测器还具有从中间信号检测出除了发送所述发送信号的发送装置以外还使用无线的系统产生的干扰波的检测单元。

[0176] 根据该结构,能够识别出作为目标的短脉冲波和干扰波等。

[0177] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,以代替用于以非相干方式传输数据的通信信号,所述接收装置接收从发送所述发送信号的发送装置发送的短脉冲波碰到物体而反射的反射波。

[0178] 根据该结构,接收装置构成传感器,能够以更高的精度检测出与物体之间的距离

和物 体的运动。

[0179] 另外,在另一实施方式中,所述接收装置还包括发送所述发送信号的发送部,其中,所述扩展器的所述振荡器向所述混频器输出所述局发信号并向所述发送部发送与所述发送信号相对应的频率的信号。

[0180] 根据该的结构,在发送时和接收时共用振荡器 31a,从而能够实现接收装置 Rx 的小型化和成本降低。

[0181] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,以代替用于以非相干方式传输数据的通信信号,所述接收装置接收从发送所述发送信号的发送装置发送的短脉冲波碰到物体而反射的反射波,所述接收装置还包括,从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器;以及根据从所述脉冲检测器输出的脉冲检测信号检测出有无所述物体的运动的物体运动检测部,其中,所述脉冲检测器在识别出作为目标的脉冲的到来时刻时,多次接收所述反射波并将其接收强度作为所述脉冲检测信号输出,所述物体运动检测部根据通过多次接收所述反射波而得到的各接收强度的方差值检测有无所述物体的运动。

[0182] 根据该结构,在识别出作为目标的脉冲的到来时刻,根据通过多次接收来自物体的反射波而得到的各接收强度的方差值检测出所述物体的运动的有无,因此能够以更高的精度检测出物体的运动的有无。

[0183] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述发送信号是按照一定的时间间隔排列的短脉冲波,以代替用于以非相干方式传输数据的通信信号,所述接收装置接收从发送所述发送信号的发送装置发送的短脉冲波碰到物体而反射的反射波,所述接收装置还包括,从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和到来时刻并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,所述脉冲检测器从接近该接收装置的区域向远离该接收装置的区域、或从远离该接收装置的区域向接近该接收装置的区域依次扫描,以识别所述作为目标的脉冲。

[0184] 根据该结构,从接近该接收装置的区域向远离该接收装置的区域或反向地依次扫描地进行作为目标的脉冲的识别,因此能够降低多径的影响,能够以更高的精度检测出物体的存在,还能够以更高的精度测量与物体之间的距离。

[0185] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述脉冲检测器具有分别对所述中间信号进行积分的多个积分部;以及根据所述多个积分部的各个积分结果分别进行 2 值判定,以此识别出所述作为目标的脉冲以及到来时刻并输出脉冲检测信号的 2 值判定部。

[0186] 根据该结构,由于具有多个积分部,因此对于某一个接收期间 W_r 能够使各积分部的积分开始时间相互错开,据此能够检测出离物体的远近或移动的物体的移动方向。

[0187] 另外,在另一实施方式中,所述各接收装置还包括接收所述发送信号的多个天线,其中,所述多个天线相互间隔指定距离。

[0188] 根据该结构,能够按照所谓的三角测量的原理,检测出从接收装置 Rx 观察的所述物体的方位。

[0189] 另外,在另一实施方式中,所述各接收装置还包括连接于所述混频器之前或之后的放大器,其中,所述放大器在所述发送信号的所述短脉冲波被发射后停止动作指定时间。

[0190] 根据该结构,即使接收所述短脉冲波的天线不是接收到所述反射波,而是从发送所述短脉冲波的发送信号的天线直接接收到所述短脉冲波,连接于混频器之前或之后的放

大部也会在发射所述短脉冲波后,在指定时间内停止其动作,因此,能够避免所述直接的短脉冲波的接收所导致的放大器的饱和,所以接收装置也能够检测出位于更接近该接收装置的位置的物体。

[0191] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述振荡器通过逻辑组合延迟前与延迟后的指定的时钟信号来生成所述局发信号。

[0192] 根据该结构,振荡器由相对简单的电路构成,能够降低功耗。

[0193] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述振荡器具有使所述指定的时钟信号延迟的延迟线电路,通过控制该延迟线电路的延迟时间来控制所述局发信号的频率。

[0194] 根据该结构,能够将局发信号 So 的频率任意控制为指定的频率。

[0195] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述延迟线电路由锁相环电路(phase-locked loop circuit)、延迟锁定环电路(delay-locked loop circuit)以及锁频环电路(frequency-locked loop circuit)中的任意其中之一的一部分构成。

[0196] 根据该结构,振荡器可采用一般电路,在成本方面较为有利。

[0197] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述振荡器具有通过逻辑与延迟前与延迟后的指定的时钟信号来生成产生时机互不相同的多个信号的信号生成电路;以及通过组合所述多个信号来生成所述局发信号的脉冲选择电路。

[0198] 根据该结构,除了局发信号 So 的频率以外,还能任意控制其波形。

[0199] 另外,在另一实施方式中,所述接收装置在所述扩展器的后段还包括让所述中间信号中的相当于作为目标的短脉冲波的频率成分通过的滤波器,其中,所述扩展器通过对接收所述通信信号而得到的接收信号进行频率转换输出频率比所述接收信号低的所述中间信号,以使所述中间信号具有与所述作为目标的短脉冲波相同的带宽、且所述滤波器的带通区域的上限低于所述作为目标的短脉冲波的下限的频率。

[0200] 根据该结构,扩展器对接收信号的频率进行下变频,因此能够实现低功耗化,另外,能够实现其滤波电路的设计的简单化、小型化和低成本。并且,中间信号具有与作为目标的短脉冲波相同的带宽、且滤波器的带通区域的上限低于作为目标的短脉冲波的下限的频率,因此能够使局发信号 So 的频率相对于接收信号的频率具有足够大的频率差,效果显著。

[0201] 另外,在另一实施方式中,所述接收装置还包括从所述中间信号识别出作为目标的脉冲和位置并输出脉冲检测信号的脉冲检测器,其中,所述通信信号包含用于在所述通信信号的发送和接收中使发送装置与该接收装置同步的同步用脉冲串以及包含应发送的数据的数据脉冲串,所述脉冲检测器具有用于检测所述同步用脉冲串的接收时机的检索模式;以及用于根据在所述检索模式下检测到的同步用脉冲串的接收时机从所述数据脉冲串中提取所述脉冲检测信号的数据模式,所述脉冲检测器向所述扩展器输出用于调节作为进行所述接收信号的频率转换的期间的接收期间的时机和所述接收期间的时间幅度的时间控制信号,所述扩展器至少在所述脉冲检测器处于数据模式动作期间,在每个与所述数据脉冲串的接收时机同步的接收期间间歇动作。

[0202] 根据该结构,使用同步用脉冲串决定接收短脉冲波的时间,以使扩展器在该决定的时间内间歇地动作的方式设定接收期间,因此,仅将从发送装置 Tx 发送短脉冲波的期间作为接收期间 Wr 由扩展器进行频率转换,由此能够根据时间来分离在发送作为目标的短

脉冲波的期间以外产生的干扰波等。另外,在从发送装置 Tx 发送的帧中设置同步用脉冲串和数据脉冲串,在脉冲检测器中设置检索模式和数据模式,因此,能够在检索模式下根据同步用脉冲串检测从发送装置 Tx 发送短脉冲波的时间,在之后的数据模式下,控制针对数据脉冲串的接收期间。并且,在滤波器为有源型结构(active configuration)的情况下,通过使滤波器的动作与扩展器的动作同步地间歇动作,以此干扰波等的分离性能进一步提高。

[0203] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述脉冲检测器向所述振荡器输出用于调节所述振荡器的所述局发信号的频率的频率控制信号。

[0204] 根据该结构,脉冲检测器控制局发信号 So 的频率,因此例如通过以从滤波器的带通区域中去除中间信号的频率的方式调整局发信号的频率,能够降低干扰波等的影响。另外,也能够以使中间信号的信号电平增大的方式调整局发信号的频率。另外,还能根据发送信号的频率来调整局发信号的频率,因此能够应对多个频率不同的发送信号。

[0205] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述脉冲检测器向所述滤波器输出用于调节所述滤波器的带通区域的带域控制信号。

[0206] 根据该结构,脉冲检测器控制滤波器的带通区域,因此,例如通过以从滤波器的带通区域中除去与干扰波等相对应的中间信号的频率的方式调整滤波器的带通区域,能够降低干扰波等的影响。另外,也能够以使中间信号的信号电平增大的方式调整滤波器的带通区域。

[0207] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述扩展器具有对所述中间信号进行放大的第 1 放大器,所述脉冲检测器向所述第 1 放大器输出用于调节所述第 1 放大器的放大率的第 1 增益控制信号。

[0208] 根据该结构,能够调整从扩展器输出的中间信号的放大率,因此能够对中间信号的信号电平进行优化以避免产生饱和以及降低 SNR,能够以更高的精度提取脉冲。

[0209] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述扩展器具有对所述局发信号进行放大的第 2 放大器,所述脉冲检测器向所述第 2 放大器输出用于调节所述第 2 放大器的放大率的第 2 增益控制信号。

[0210] 根据该结构,能够调整输入到混频器的局发信号的信号电平,因此能够调整中间信号的信号电平,从而能够对中间信号的信号电平进行优化以避免产生饱和以及降低 SNR,能够以更高的精度提取脉冲。

[0211] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述通信信号包含连续每个预先设定的指定的多次表现为相同比特值的短脉冲波,所述脉冲检测器具有在所述多次的期间对中间信号进行积分的积分部;以及将根据所述积分部的积分结果进行 2 值判定而得到的结果作为脉冲检测信号输出的 2 值判定部。

[0212] 根据该结构,预先从发送装置 Tx 多次地发送相同的比特值,在接收装置 Rx 中,利用积分部对相同的比特值的信号进行积分,因此在作为目标的短脉冲波与干扰波等的信号电平存在电平差的情况下,能够通过积分使电平差进一步增大,从而更加易于分离作为目标的短脉冲波与干扰波等。

[0213] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述通信信号是具有指定周期的脉冲状的信号的无线信号,所述接收装置还包括:接收部,接收所述通信信号;区间电平取得部,对将所述周期分割为多个区间后的各区间取得通过所述接收部得到的接收信号的信号

电平;区间电平存储部,用于按照每个所述区间存储在所述接收部未接收到所述通信信号的状态下由所述区间电平取得部取得的每个所述区间的信号电平;修正部,根据存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平,分别修正由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平;以及解调部,根据由所述修正部修正的各区间的信号电平,进行所述通信信号的解调。

[0214] 根据该结构,由接收部接收以指定的周期具有脉冲状的信号的无线信号,在将脉冲的周期分割为多个区间后的各区间内,取得由接收部得到的无线信号的信号电平。然后,将在未接收到无线信号的状态下取得的每个区间的信号电平,按照每个区间存储到区间电平存储部中。然后,根据存储在区间电平存储部中的每个区间的信号电平,分别修正由接收部接收到的每个区间的信号电平,根据修正后的各区间的信号电平,对无线信号进行解调。因此,能够通过修正来降低具有周期性的噪声的影响,可提高通信的可靠性。

[0215] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述区间电平取得部将取得所述信号电平的区间依次错开,并取得所述多个区间的所述信号电平。

[0216] 根据该结构,可提供如下接收装置,即具有将取得信号电平的区间依次错开并取得多个区间的信号电平的区间电平取得部,降低具有周期性的噪声的影响,提高通信的可靠性。

[0217] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述区间电平取得部,在多个所述周期内取得所述各区间的信号电平,按照与所述多个周期的所述各区间相对应的每个区间,计算出该取得的信号电平的平均值,将该计算出的每个区间的平均值作为每个所述区间的信号电平存储到所述区间电平存储部中。

[0218] 根据该结构,将每个区间的平均值作为每个区间的信号电平,因此内部电路中的周期噪声引起的各窗口期间的信号电平值的测量精度提高。因此,通信的可靠性提高。

[0219] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述修正部从所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平分别减去存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

[0220] 根据该结构,可提供如下接收装置,即具有从接收部接收到的每个区间的信号电平分别减去存储在区间电平存储部中的每个区间的信号电平,以此进行修正的修正部,可降低具有周期性的噪声的影响,提高通信的可靠性。

[0221] 另外,在另一实施方式中,在所述各接收装置中,所述修正部将预先设定的基准值与存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平的差值分别加到由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

[0222] 根据该结构,未接收到无线信号的状态下的修正后的信号大致等于基准值。因此,例如,即使在解调脉冲取负值的情况下,修正后的信号也为正值,因此,无需处理负值,信号处理变得容易。

[0223] 另外,在另一实施方式中,在所述接收装置中,所述区间电平取得部,将预先设定的基准值与在每个所述区间取得的信号电平的差值作为每个所述区间的信号电平存储到所述区间电平存储部中,所述修正部,将存储在所述区间电平存储部中的每个所述区间的信号电平分别加到由所述接收部接收到的每个所述区间的信号电平,以此进行所述修正。

[0224] 根据该结构,区间电平取得部将预先设定的基准值与在每个区间取得的信号电平

的差值作为每个区间的信号电平存储到区间电平存储部中,因此可减轻无线信号的接收动作时的修正部的运算处理负荷。

[0225] 该申请以 2008 年 5 月 27 日提出的日本专利申请特愿 2008-138679 为基础,其内容包含于本申请中。

[0226] 为了表现本发明,在上述内容中,参照附图并通过实施方式,恰当且充分地说明了本发明,但应当认识到对于本领域技术人员而言,可容易地对上述实施方式进行变更及/或改良。因此,本领域技术人员所实施的变更方式或改良方式,只要不脱离权利要求中记载的保护范围,则解释为该变更方式或该改良方式包含于本权利要求的保护范围。

[0227] 产业上的可利用性

[0228] 根据本发明,能够提供适合用于超宽带方式的接收装置。

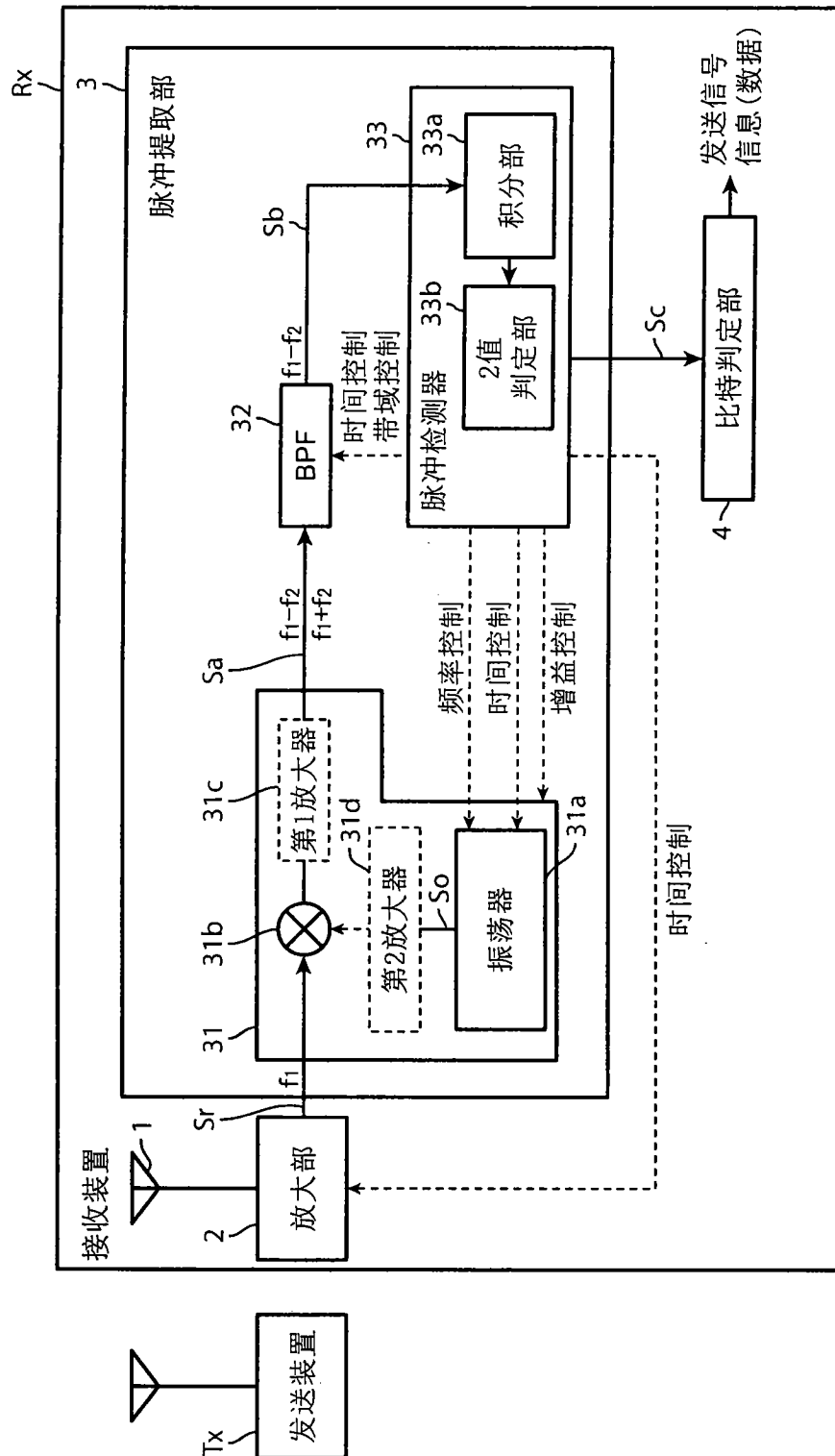


图 1

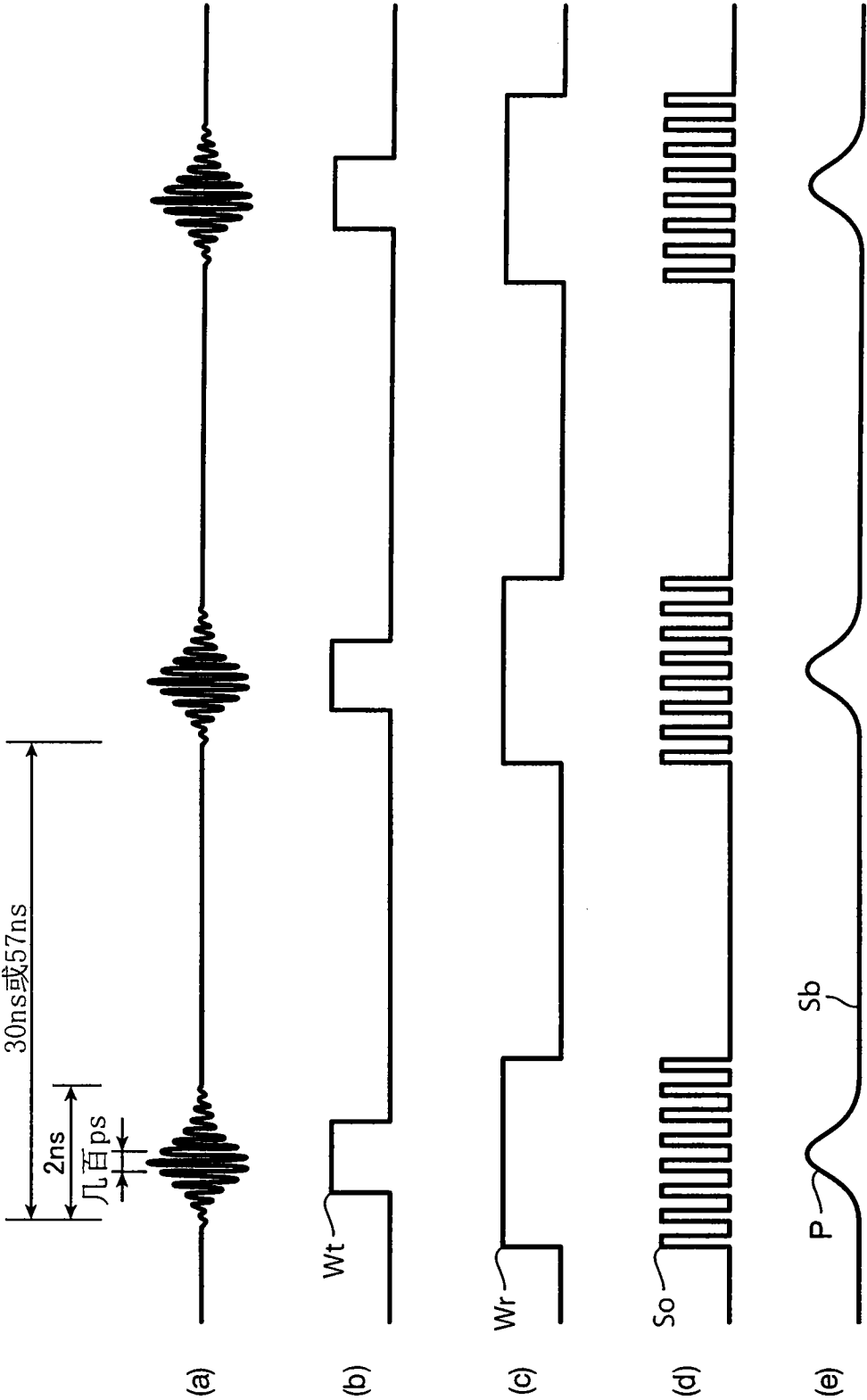


图 2

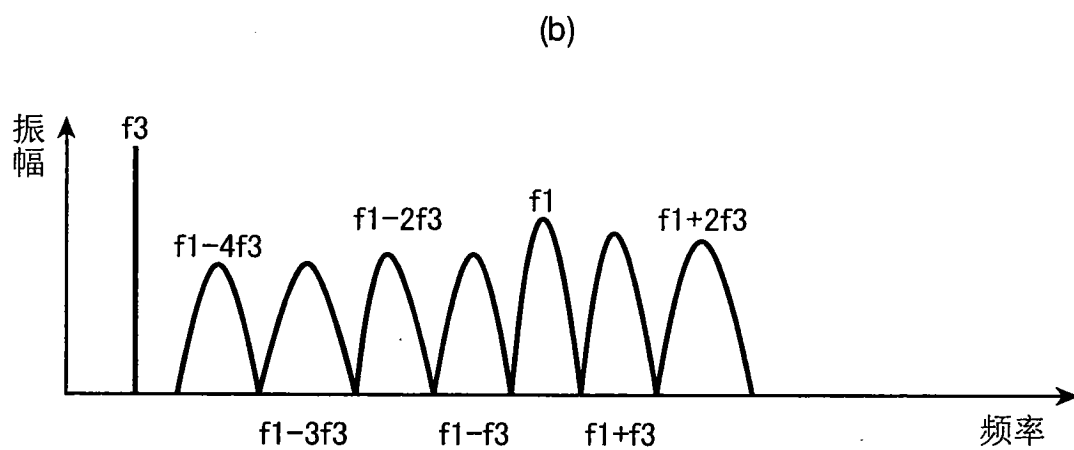
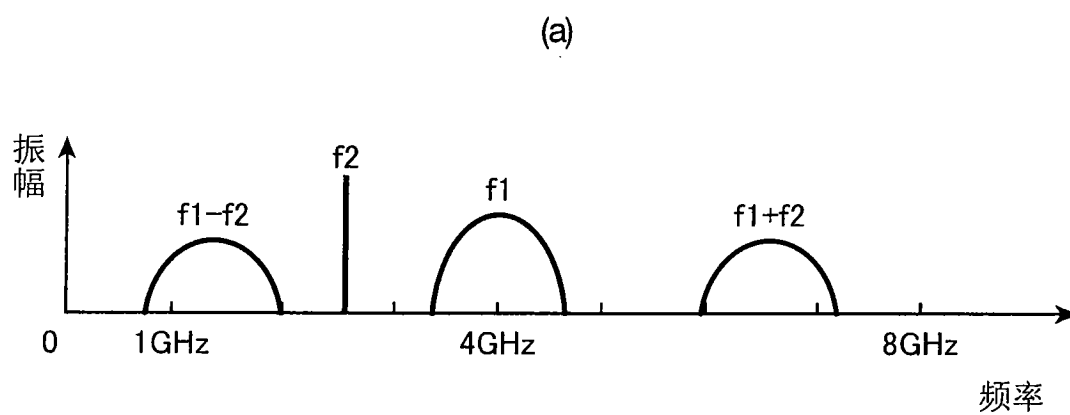


图 3

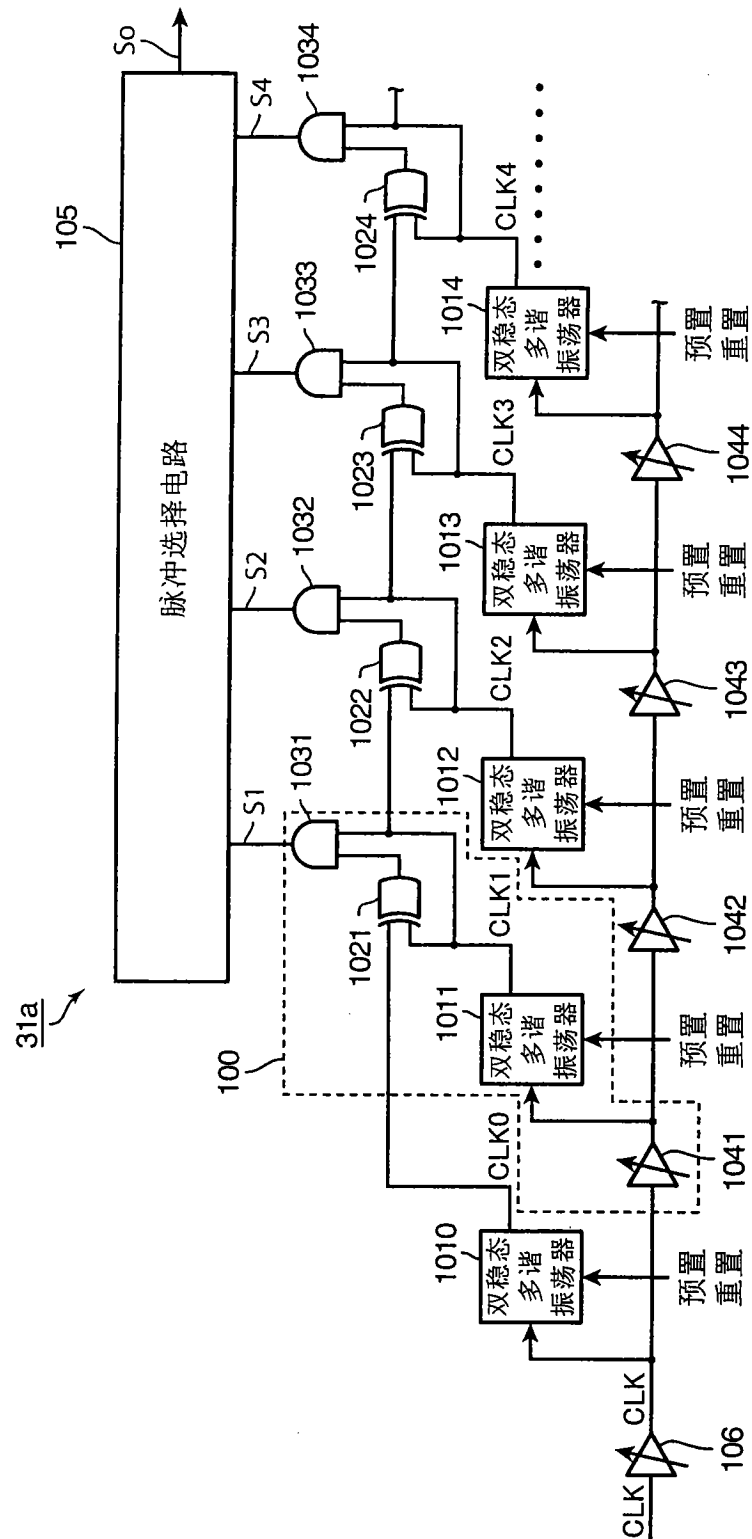


图 4

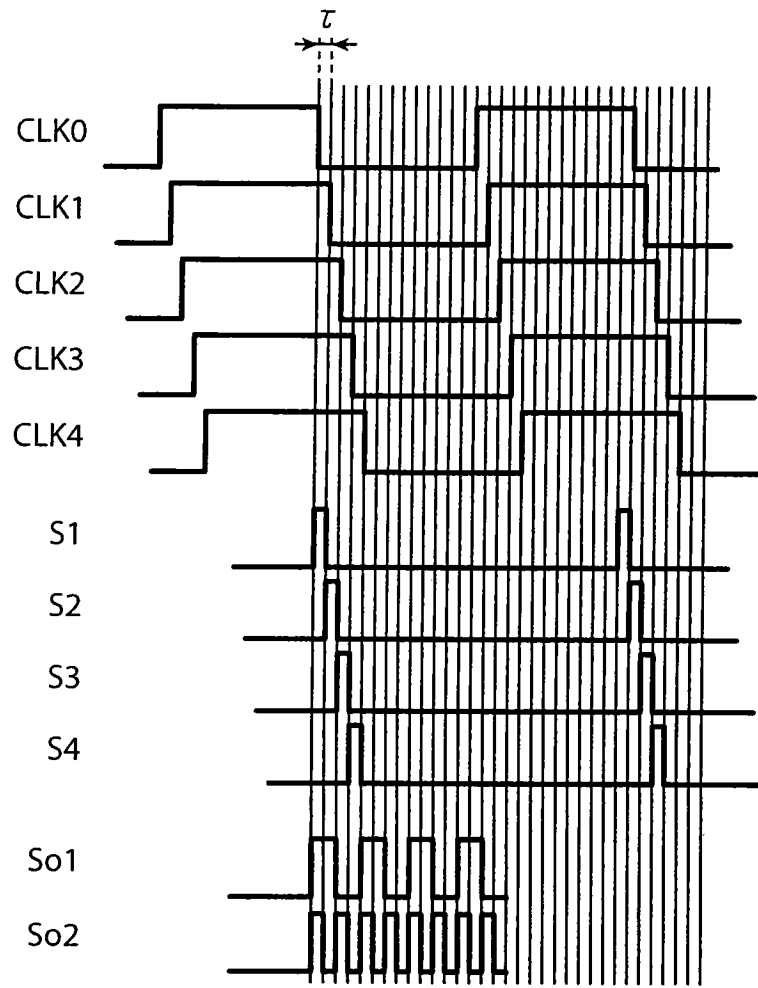


图 5

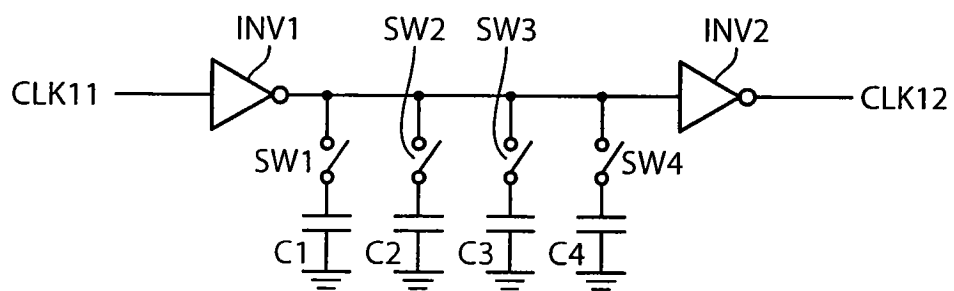


图 6

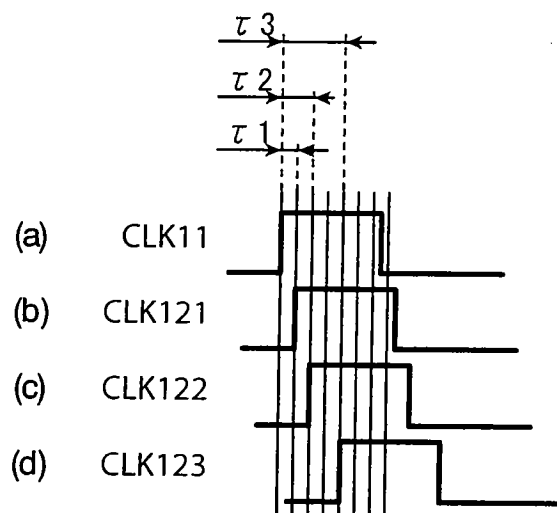


图 7

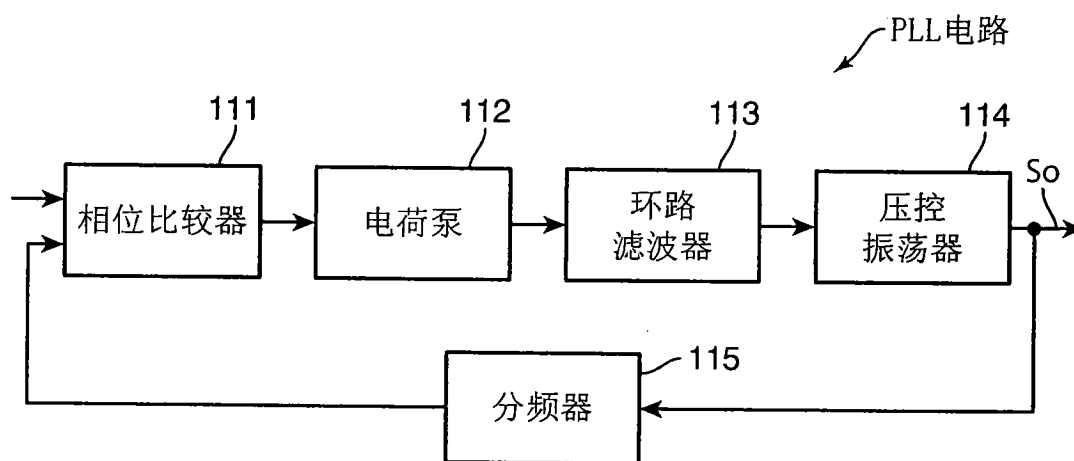


图 8

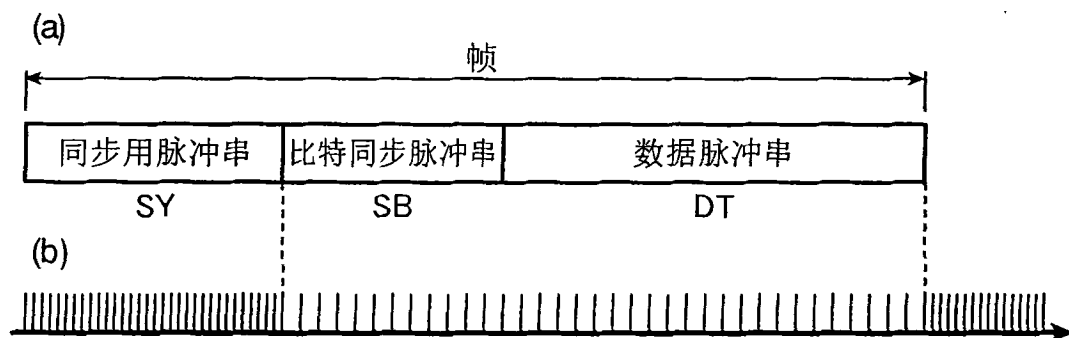


图 9

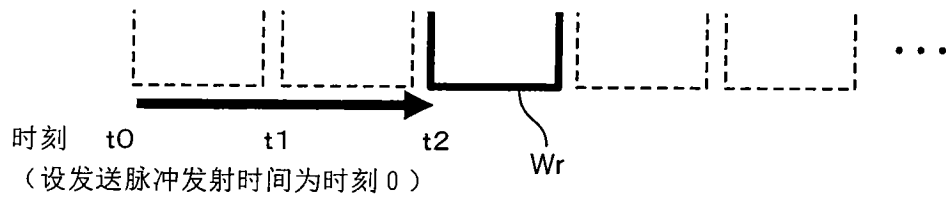


图 10

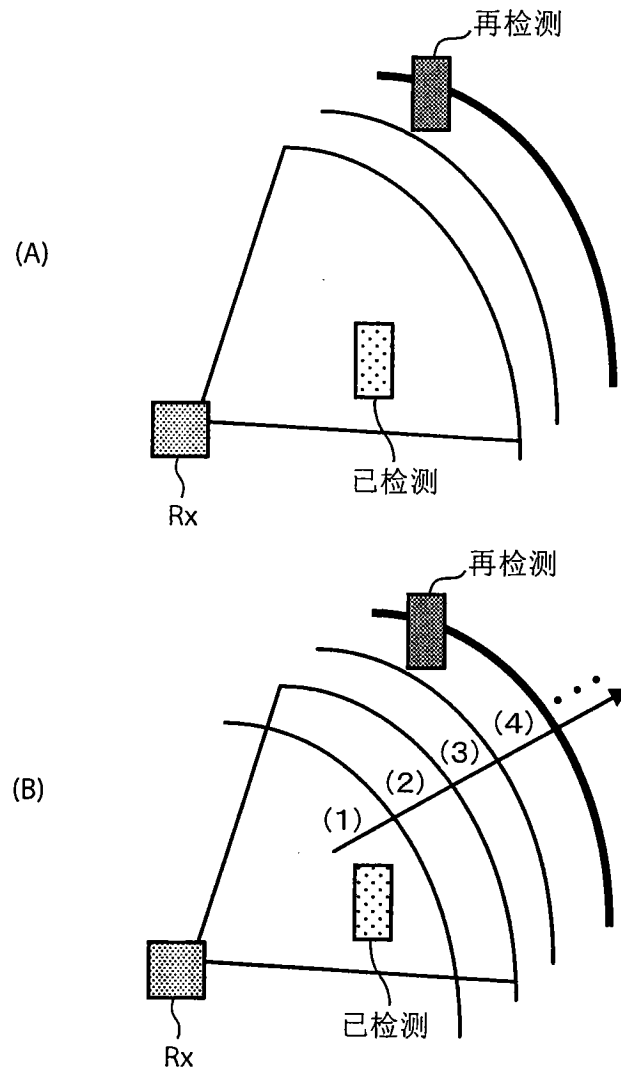


图 11

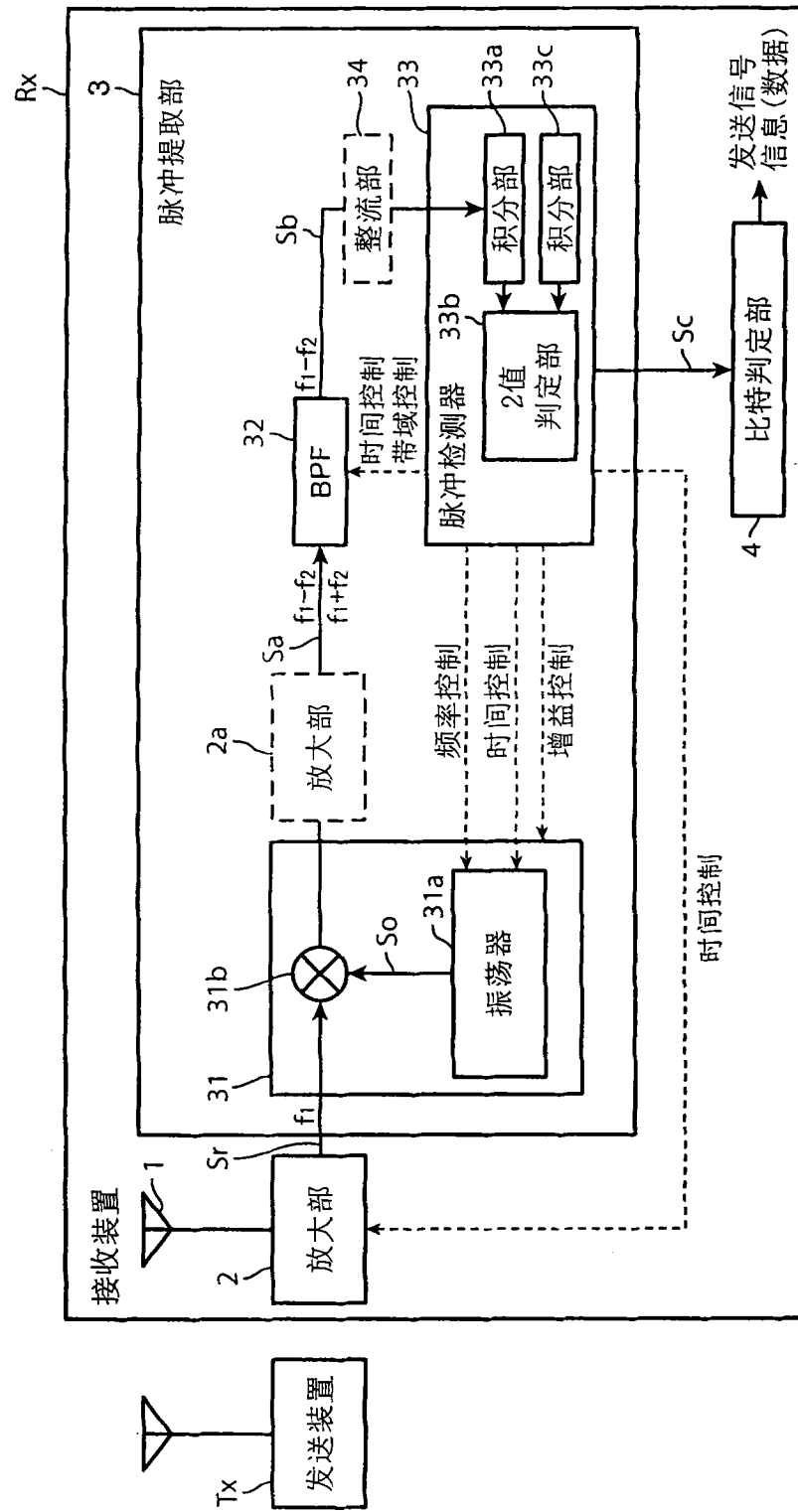


图 12

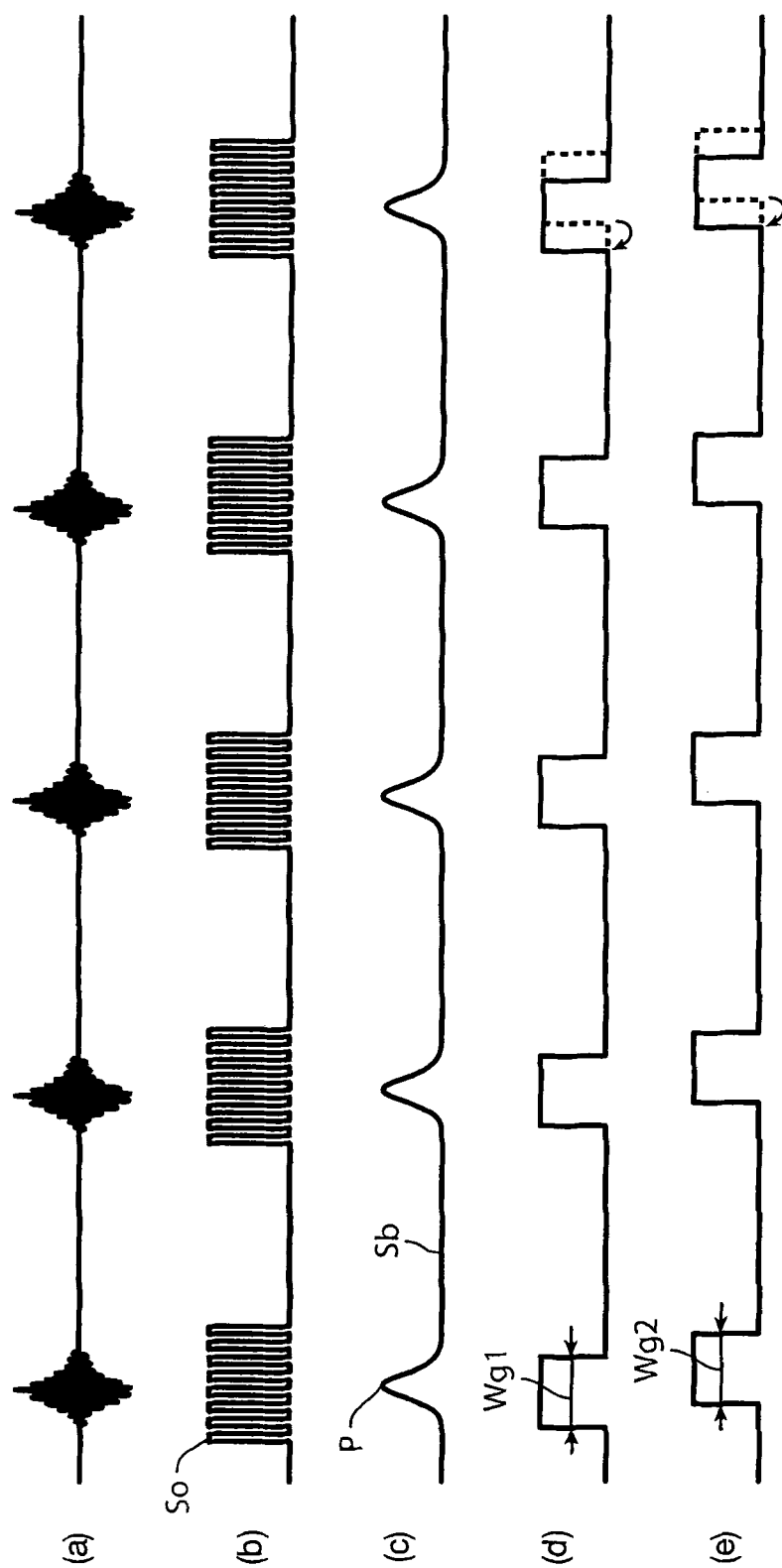


图 13

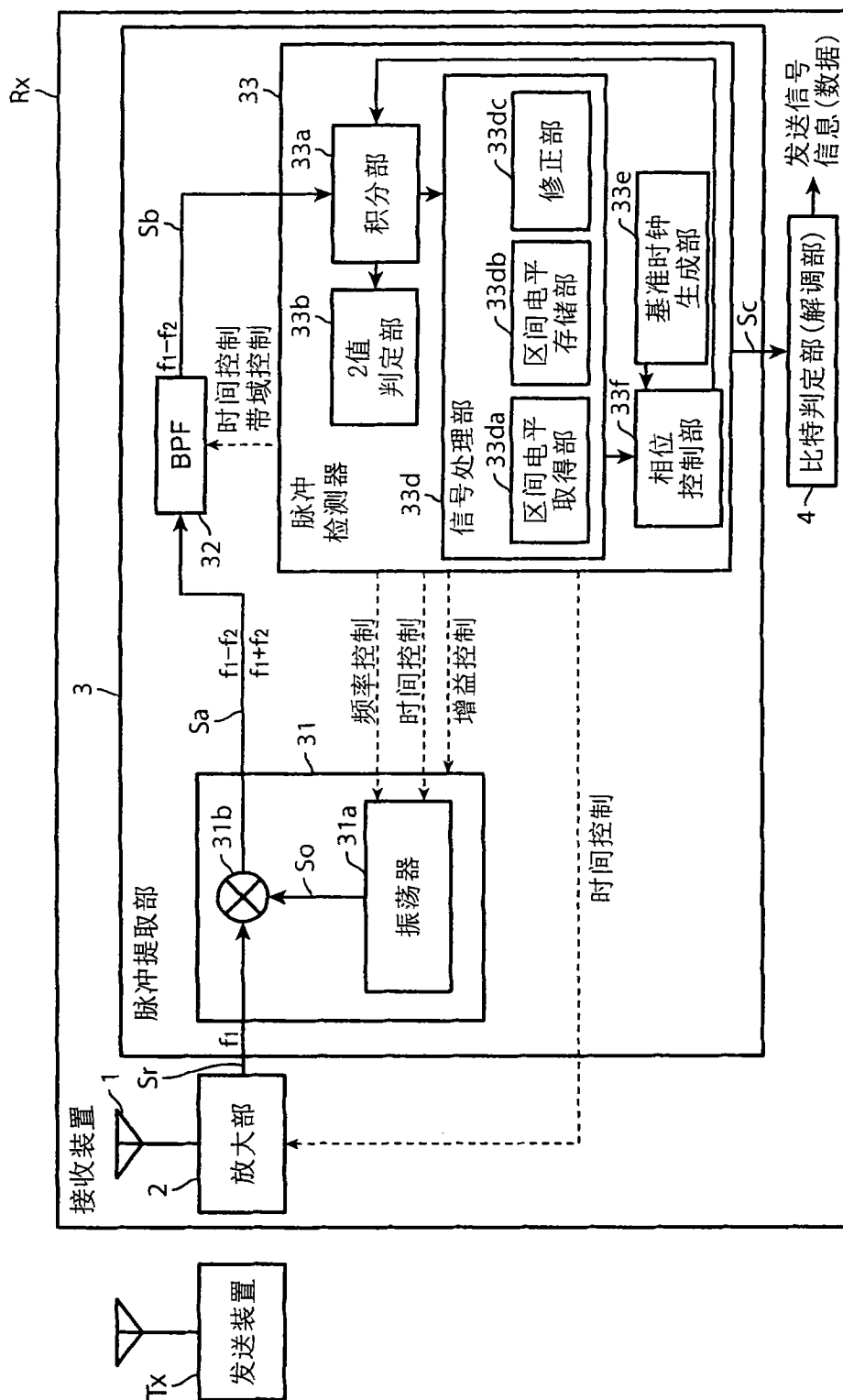


图 14

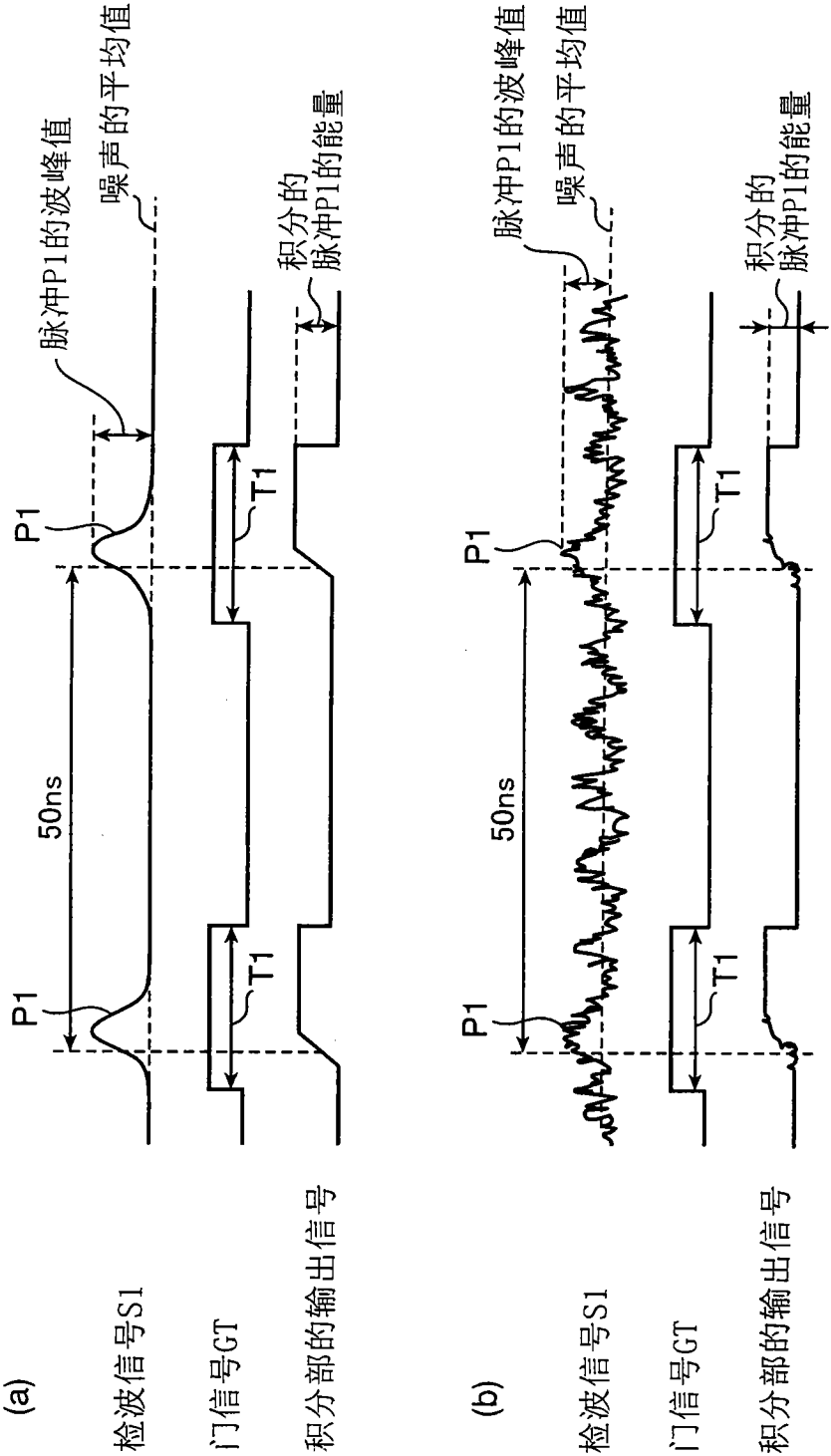


图 15

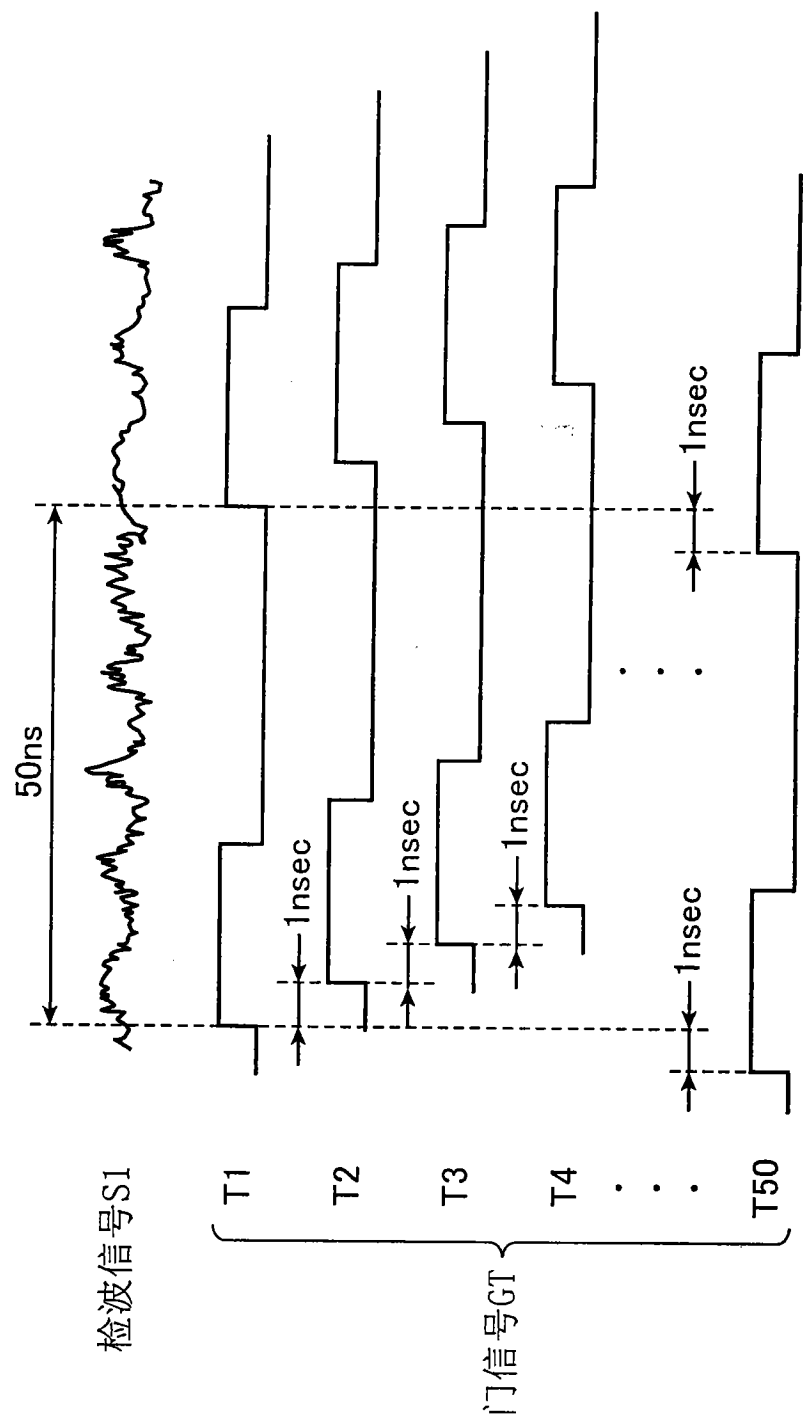


图 16

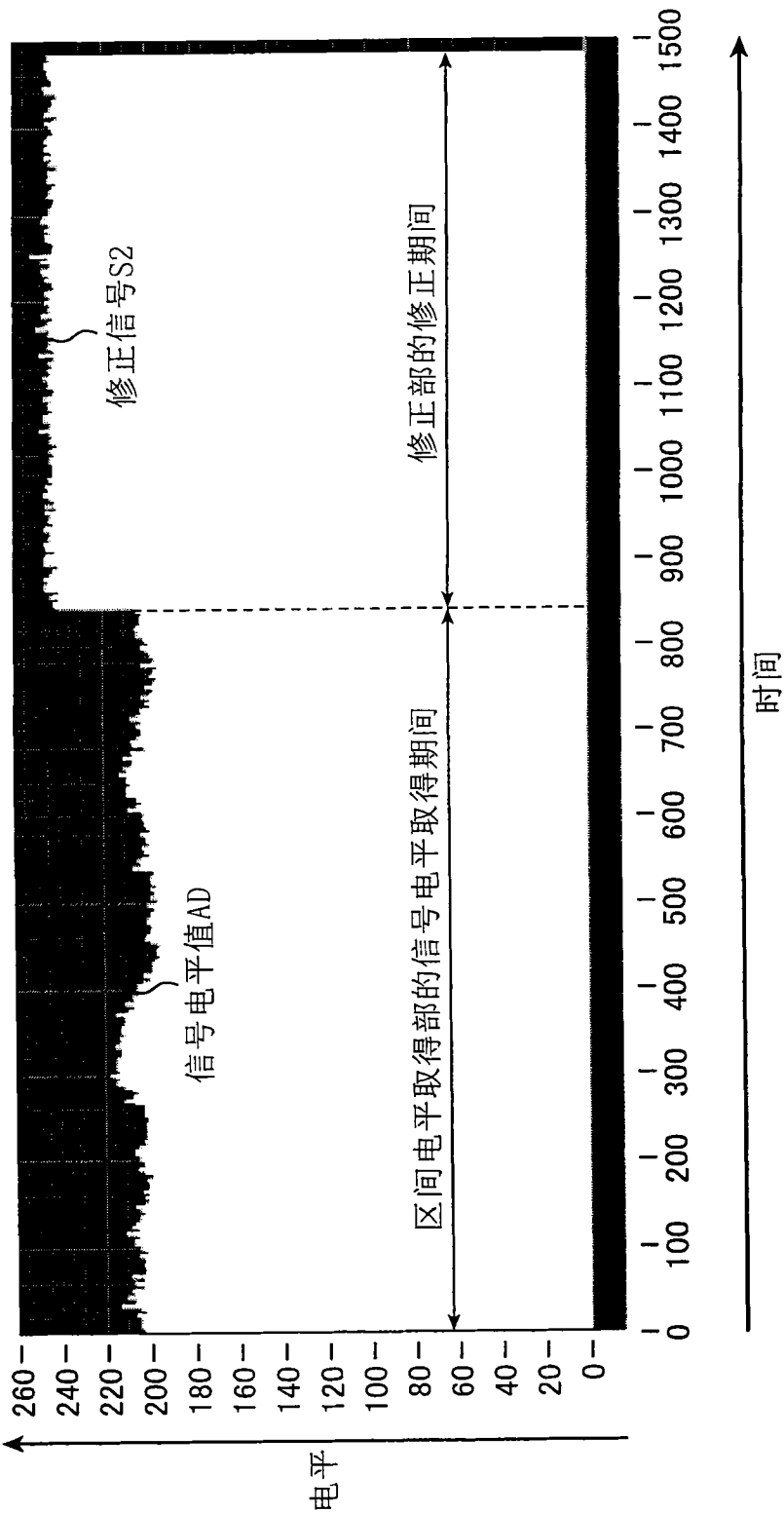


图 17