

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
G01S 7/292 (2006.01)  
G01S 13/10 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200580001633.3

[43] 公开日 2007年1月31日

[11] 公开号 CN 1906500A

[22] 申请日 2005.10.7  
 [21] 申请号 200580001633.3  
 [30] 优先权  
     [32] 2004.10.14 [33] JP [31] 300318/2004  
 [86] 国际申请 PCT/JP2005/018661 2005.10.7  
 [87] 国际公布 WO2006/041041 日 2006.4.20  
 [85] 进入国家阶段日期 2006.6.14  
 [71] 申请人 安立股份有限公司  
     地址 日本神奈川县  
     共同申请人 松下电器产业株式会社  
 [72] 发明人 手代木扶 内野政治 齐藤澄夫  
     江岛正宪

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所  
 代理人 蒲迈文 黄小临

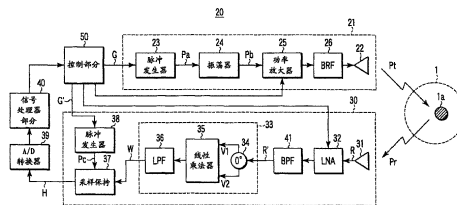
权利要求书 7 页 说明书 26 页 附图 13 页

## [54] 发明名称

小尺寸低功耗短程雷达及其控制的方法

## [57] 摘要

反射部分辐射短脉冲波到空间。接收部分包括分支电路，用于接收辐射到空间的反射的短脉冲波并且同相地将反射波信号分支为第一和第二信号，和检测电路包括用于将第一和第二信号线性相乘的线性乘法器和用于从线性乘法器的输出信号提取基带分量的低通滤波器。信号处理部分基于信号处理部分的输出执行在空间中存在的目标的分析操作。控制部分按照信号处理部分的分析结果，对发射部分和接收部分的至少一个执行预定控制。



1.一种短程雷达,包括:

发射机部分,其辐射短程波到空间;

接收机部分,其具有检测器电路,该检测器电路包括:分支电路,用于接收利用发射机部分辐射到空间的短程波的反射波并同相地将该反射波的信号分支成第一和第二信号,线性乘法器,用于将由分支电路同相分支的第一和第二信号线性相乘,以及低通滤波器,用于从来自线性乘法器的输出信号采样基带分量;

信号处理器部分,用于基于来自接收机部分的输出执行存在于空间中的目标的分析处理;以及

控制部分,用于基于来自信号处理器部分的分析结果,对于发射机部分和接收机部分中的至少一个作出预定控制。

2.如权利要求1所述的短程雷达,其特征在于检测器电路的线性乘法器包括吉尔伯特混频器。

3.如权利要求1所述的短程雷达,其特征在于接收机部分具有:采样保持电路,用于对于检测器电路的输出信号执行积分并且保持和输出积分结果。

4.如权利要求3所述的短程雷达,其特征在于控制部分基于来自信号处理器部分的处理结果可变地控制接收机部分的采样保持电路的积分开始定时和积分时间。

5.如权利要求3所述的短程雷达,其特征在于和所述采样保持电路一样地提供多个采样保持电路,并且所述多个采样保持电路每个相对于来自检测器电路的输出信号在彼此不同的周期中执行积分。

6.如权利要求1所述的短程雷达,其特征在于:

在发射机部分提供了用于放大短程波的功率放大器,

在接收机部分提供了用于放大反射波的信号的低噪声放大器,以及

所述控制部分控制在接收机部分提供的功率放大器和在接收机部分提供的低噪声放大器中的至少一个的增益,使得输入到接收机部分的检测器电路的反射波的信号电平在线性乘法器的线性工作范围内。

7.如权利要求1所述的短程雷达,其特征在于所述发射机部分提供有:

脉冲发生器，用于产生具有预定宽度的脉冲信号；以及振荡器，用于操作来仅仅在输入来自脉冲发生器的脉冲信号并且输出作为短程波的信号的周期振荡，而在没有输入脉冲信号的周期停止振荡操作。

8.如权利要求1所述的短程雷达，其特征在于控制部分在发射机部分辐射该短程波到空间和辐射下一个短程波到空间的周期停止给发射机部分电源。

9.如权利要求1所述的短程雷达，其特征在于除了与辐射到空间的短程波有关的反射波的信号由接收机部分接收的周期外，控制部分在发射机部分辐射短程波到空间并接着辐射下一个短程波到空间的周期，停止给接收机部分的电源。

10.如权利要求1所述的短程雷达，其特征在于第一和第二接收机部分如所述接收机部分一样提供，它们中每个具有按预定距离彼此隔开提供的第一和第二接收天线，以用于接收反射波，以及

信号处理器部分基于来自第一和第二接收机部分的输出信号分析存在于空间中的目标的方向。

11.如权利要求2所述的短程雷达，其特征在于用作检测器电路的线性乘法器的吉尔伯特混频器包括：

第一差分放大器，包括第一和第二晶体管，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第一和第二晶体管的发射极公共电流通路连接到恒流源；

第二差分放大器，包括第三和第四晶体管，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第三和第四晶体管的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器的第一晶体管的集电极输出端；

第三差分放大器，包括第五和第六晶体管，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第五晶体管的基极输入端共同连接到第二差分放大器的第四晶体管的基极输入端，所述第五和第六晶体管的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器的第二晶体管的集电极输出端；

第一负载电阻和第一输出端，其分别共同连接到第二差分放大器的第三晶体管的集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管的集电极输出端；

第二负载电阻和第二输出端，其分别共同连接到第二差分放大器的第四晶体管的集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管的集电极输出端；

分别串联连接在第一对线和地线之间的第一低通滤波器和第二低通滤波器，用于发送由所述分支电路同相分支的第一信号，所述第一低通滤波器包括第一和第二线圈和第一电阻，所述第二低通滤波器包括第三和第四线圈和第二电阻；

分别串联连接在第二对线和地线之间的第三低通滤波器和第四低通滤波器，用于发送由所述分支电路同相分支的第二信号，所述第三低通滤波器包括第五和第六线圈和第三电阻，所述第四低通滤波器包括第七和第八线圈和第四电阻；

第一和第二发射极跟随器电路，包括第七和第八晶体管，其每个具有基极输入端和发射极输出端，所述第七和第八晶体管的基极输入端每个连接到第一和第二线圈以及第三和第四线圈的每个连接中间点，作为第一和第二低通滤波器每个的输出端；

第三和第四发射极跟随器电路，包括第九和第十晶体管，其每个具有基极输入端和发射极输出端，所述第九和第十晶体管的基极输入端每个连接到第五和第六线圈以及第七和第八线圈的每个连接中间点，作为第三和第四低通滤波器每个的输出端；

所述第五低通滤波器包括：连接在第二差分放大器的第三晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管和第一负载电阻之间的第九线圈；连接在第二差分放大器的第三晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管和第一输出端之间的第十线圈；和第一负载电阻之间；以及

所述第六低通滤波器包括：连接在第二差分放大器的第四晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管和第二负载电阻之间的第十一线圈；连接在第二差分放大器的第四晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管和第二输出端之间的第十二线圈，和第二负载电阻，其中

第一差分放大器的第一和第二晶体管的每个基极输入端分别连接到第一和第二发射极跟随器电路的每个输出端，并且由此将利用分支电路同相分支的第一信号输入到第一差分放大器；以及

第二差分放大器的第三晶体管和第三差分放大器的第六晶体管的每个基极输入端分别连接到第三和第四发射极跟随器电路的每个输出端，并且由

此将利用分支电路同相分支的第二信号输入到第二和第三差分放大器，并且由此可以将第一和第二信号的线性相乘的输出从第一和第二输出端中的至少一个引出。

12.一种短程雷达控制方法，包括步骤：

配备发射机部分、接收机部分和线性乘法器；

利用所述发射机部分辐射短程波到空间；

利用接收机部分接收辐射到空间的短程波的反射波以便同相地将反射波的信号分支为第一和第二信号；

利用线性乘法器将所述第一和第二信号线性相乘以便输出线性相乘的信号；

从线性乘法器的输出信号中采样基带分量；

基于所述基带分量执行对存在于空间的目标的分析处理；以及

基于所述分析处理的结果对所述发射机部分和接收机部分中的至少一个执行预定控制。

13.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于输出线性相乘信号的步骤包括：通过利用吉尔伯特混频器作为线性乘法器执行线性乘法用于输出线性相乘的信号的步骤。

14.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于还包括步骤：在执行所述分析处理步骤之前，相对于基带分量执行积分并且保持和输出积分结果的步骤。

15.如权利要求 14 所述的短程雷达控制方法，其特征在于相对于基带分量执行积分的步骤包括基于所述分析处理的结果相对于基带分量可变地控制积分的开始定时和积分时间的步骤。

16.如权利要求 14 所述的短程雷达控制方法，其特征在于相对于基带分量执行积分的步骤包括通过利用多个采样保持电路在相对于基带分量的彼此不同的多个周期中执行积分。

17.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于：

在发射机部分提供用于放大短程波的功率放大器，

在接收机部分提供用于放大反射波的信号的低噪声放大器，以及

作出预定控制的步骤包括如下步骤：控制在发射机部分提供的功率放大器和接收机部分提供的低噪声放大器中的至少一个的增益，使得在接收机部

分的反射波的信号的电平是在线性乘法器的线性工作范围内。

18.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于所述利用发射机部分辐射短程波到空间的步骤包括如下步骤：

产生具有预定宽度的脉冲信号；

仅仅在输入脉冲信号的周期中作出振荡操作，以便将输出信号作为短程波输出；以及

在不输入脉冲信号的周期期间停止振荡操作，以便不将输出信号作为短程波输出。

19.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于作出预定控制的步骤包括如下步骤：

在发射机部分辐射短程波到空间并且接着辐射下一个短程波到空间的周期中停止给发射机部分的电源。

20.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于作出预定控制的步骤包括如下步骤：

除了相对于辐射到空间的短程波的反射波的信号利用接收机部分接收的周期外，在发射机部分辐射短程波到空间并且接着辐射下一个短程波到空间的周期中，停止给接收机部分的电源。

21.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于像所述接收机部分那样提供第一和第二接收机部分，它们中每个具有以预定距离彼此隔开提供的的第一和第二接收天线，以便接收反射波，以及

执行分析处理的步骤包括基于来自第一和第二接收机部分的输出信号分析存在于空间的目标的方向的步骤。

22.如权利要求 12 所述的短程雷达控制方法，其特征在于，在输出线性相乘的信号的步骤中，用作线性乘法器的吉尔伯特混频器包括：

第一差分放大器，包括第一和第二晶体管，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第一和第二晶体管的发射极公共电流通路连接到恒流源；

第二差分放大器，包括第三和第四晶体管，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第三和第四晶体管的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器的第一晶体管的集电极输出端；

第三差分放大器，包括第五和第六晶体管，每个具有基极输入端、集电

极输出端和发射极公共电流通路,所述第五晶体管的基极输入端共同连接到第二差分放大器的第四晶体管的基极输入端,所述第五和第六晶体管的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器的第二晶体管的集电极输出端;

第一负载电阻和第一输出端,其分别共同连接到第二差分放大器的第三晶体管的集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管的集电极输出端;

第二负载电阻和第二输出端,其分别共同连接到第二差分放大器的第四晶体管的集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管的集电极输出端;

分别串联连接在第一对线和地线之间的第一低通滤波器和第二低通滤波器,用于发送由所述分支电路同相分支的第一信号,所述第一低通滤波器包括第一和第二线圈和第一电阻,所述第二低通滤波器包括第三和第四线圈和第二电阻;

分别串联连接在第二对线和地线之间的第三低通滤波器和第四低通滤波器,用于发送由所述分支电路同相分支的第二信号,所述第三低通滤波器包括第五和第六线圈和第三电阻,所述第四低通滤波器包括第七和第八线圈和第四电阻;

第一和第二发射极跟随器电路,包括第七和第八晶体管,其每个具有基极输入端和发射极输出端,所述第七和第八晶体管的基极输入端每个连接到第一和第二线圈以及第三和第四线圈的每个连接中间点,作为第一和第二低通滤波器每个的输出端;

第三和第四发射极跟随器电路,包括第九和第十晶体管,其每个具有基极输入端和发射极输出端,所述第九和第十晶体管的基极输入端每个连接到第五和第六线圈以及第七和第八线圈的每个连接中间点,作为第三和第四低通滤波器每个的输出端;

所述第五低通滤波器包括:连接在第二差分放大器的第三晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管和第一负载电阻之间的第九线圈;连接在第二差分放大器的第三晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第五晶体管和第一输出端之间的第十线圈;和第一负载电阻;以及

所述第六低通滤波器包括:连接在第二差分放大器的第四晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管和第二负载电阻之间的第十一线圈;连接在第二差分放大器的第四晶体管的公共集电极输出端和第三差分放大器的第六晶体管和第二输出端之间的第十二线圈;和第二负载电阻,

其中，

第一差分放大器的第一和第二晶体管的每个基极输入端分别连接到第一和第二发射极跟随器电路的每个输出端，并且由此将利用分支电路同相分支的第一信号输入到第一差分放大器，

第二差分放大器的第三晶体管和第三差分放大器的第六晶体管的每个基极输入端分别连接到第三和第四发射极跟随器电路的每个输出端，并且由此将利用分支电路同相分支的第二信号输入到第二和第三差分放大器，并且由此可以将第一和第二信号的线性相乘的输出从第一和第二输出端中的至少一个引出。

## 小尺寸低功耗短程雷达及其控制的方法

### 技术领域

本发明涉及一种短程雷达及其控制的方法，尤其涉及一种采用如下技术的短程雷达及其控制的方法，这种技术具体来说，用于利用简单和小尺寸的配置实现在分配给汽车雷达或用于辅助视力残障者行走的雷达的从22GHz至29GHz的准毫米波段(UWB:超宽频带)的范围内使用的短程雷达，并且从用于在预定周期辐射窄宽度脉冲波(短距离波)到空间并且接收和检测从存在于空间的目标反射的波，以基于其检测的输出分析在所述空间存在的目标的这些短程雷达中，实现低功耗。

### 背景技术

使用传统的已知的脉冲波探测空中目标的脉冲雷达，基本上具有如图14所示的配置。

也就是说，在如图14所示的这种脉冲雷达10中，在预定周期 $T_g$ 接收从随后描述的控制部分16输出的触发信号 $G$ 时，发射机部分11产生具有与触发信号 $G$ 同步的预定宽度和预定载频的脉冲波 $P_t$ ，并且经由发射天线11a将所产生的脉冲波辐射到空间。

该脉冲波 $P_t$ 通过在空间1中存在的目标1a反射，使得其反射波 $P_r$ 由接收机部分12的接收天线12a接收，接着通过检测器电路13检测被接收的波。

信号处理器部分15基于在当从发射机部分11发射脉冲波时被定义为参考定时的同时从接收机部分12输出检测输出 $D$ 时的定时，或者例如其输出波形，分析在空间1中存在的目标1a。

控制部分16基于信号处理器部分15等的处理结果，对发射机部分11和接收机部分12作出各种控制。

这样一种脉冲雷达10的基本配置在下面的专利文献1和2中被公开：

专利文献1: Jpn. Pat. Appln. KOKAI Publication No. 7-012921

专利文献2: Jpn. Pat. Appln. KOKAI Publication No. 8-313619

在具有这样一种基本配置的脉冲雷达中，下面两种类型的脉冲雷达被认

为是近年来已经被设计为实际可用的汽车雷达。

出于诸如防止机动车碰撞或控制驾驶之类的在高速驾驶时辅助的目的，通过使用毫米波段频率(77GHz)和在长距离情况下探查具有高输出的窄角度范围，进行了第一种类型的脉冲雷达的开发。

出于诸如汽车的死角辅助和将车入库辅助之类的在低速驾驶时辅助的目的，通过在使用亚毫米(quasi millimeter)波段频率(22 GHz 至 29GHz)和在长距离情况下探查具有低输出的宽角度范围，对第二种类型的脉冲雷达进行了开发。

在该第二种类型脉冲雷达中使用的亚毫米波段通常称作为 UWB (超宽频带),并且被用在医用雷达、用于弱视者的行走辅助雷达以及短距离通信系统等以及汽车雷达。

由于 UWB 是宽频段，因此，在雷达系统中，可以使用具有比 1ns 更短宽度的短脉冲，并且期待可以实现具有高距离分辨率的短程雷达。

#### 发明内容

然而，实际上为了实现使用 UWB 并且具有高距离分辨率的短程雷达，存在随后所述的要解决的几个问题。

最重要的问题之一是，尽管在将汽车雷达合并到各种车辆，或者用于视觉障碍者辅助行走的雷达的便携式使用中需要减少尺寸并且低功耗，但是传统的脉冲雷达不能充分响应这样一种需求。

即，从通过传统的脉冲雷达的接收机部分 12 可以获得相位信息的事实，可以将正交型检测器电路用作检测器电路 13。

如图 15 所示的该正交型检测器电路 13 利用分配器 13a 同相分支输入信号 S，并且分别输入被分支的信号到两个混频器 13b 和 13c。

这里，在通过利用 90 度分配器 13d 划分为每个具有 90 度相位差的信号之后，本地信号 L 被分别输入到两个混频器 13b 和 13c。

接着，两个混频器 13b 和 13c 将输入信号 S 和被划分成每个具有 90 度相位差的信号的本地信号 L 混频。

本地信号 L 被用来例如分支来自如图 14 所示的发射机部分 11 的脉冲波(发射波)的部分。

接着，两个滤波器 13e 和 13f 来自两个混频器 13b 和 13c 的输出分量

采样基带分量 I 和 Q。

利用如图 14 所示的信号处理器部分 15 在经由例如采样保持电路或 A/D 转换器(尽管未示出)等处理之后执行对这些基带分量 I 和 Q 的计算处理, 由此使得可能掌握输入信号 S, 即来自如图 14a 所示的目标 1a 的反射波 Pr 的强度和相位。

因此, 这样一种正交型的检测器电路 13 不仅要求两个混频器 13b 和 13c, 而且要求两种系统, 如跟随这些混频器的电路, 如采样保持电路或 A/D 转换器, 并且存在的问题是脉冲雷达的设备结构变得复杂, 导致更高的成本。

而且, 正交型检测器电路 13 要求放大器等, 因为存在要求用具有足够的功率的本地信号提供给两个混频器 13b 和 13c, 并且存在的问题是, 脉冲雷达的整个设备结构变得复杂, 导致高功耗。

而且, 在亚毫米波段的 90 度分配器 13d 因为其分布恒定类型和小损耗在环形“环形波导(rat race)”类型中是适合的。

因此, 问题是这种“环形波导”类型结构的 90 度分配器 13d 几乎不与 IC 电路混合, 并且电路结构变得尺寸更大。

此外, 用在正交型检测器电路 13 中的本地信号 L 的频率, 正如上面所述, 是接收频率本身, 而且处于高电平。因此, 需要严重的屏蔽, 以便防止电缆铺设或泄漏元件的接收。因此, 问题是将设备尺寸下降变得困难。

另一方面, 可能要考虑带有用在功率测量等中的二极管的峰值监测器电路, 代替使用如上所述的具有复杂结构和高功耗的正交型检测器电路。

因此, 具有二极管的峰值检测器电路在原理上讲响应速度低, 无法检测具有如上所述的 1ns 或更少的短脉冲的接收信号。

此外, 在用作目标 1a 的目标具有诸如金属平板之类的高反射因子的情形中, 发射脉冲波形类似于从目标反射和返回的接收波形。

在此情形中, 如前面所述, 通过分支发射波用作本地信号的正交型检测器电路 13 被用作检测器电路, 利用信号处理器部分 15 获得检测的输出的相关, 由此使得可能检测到具有高灵敏度的目标。

因此, 相对于具有分散特性的目标, 如人体, 即使正交型检测器电路 13 被用作检测器电路, 接收脉冲具有长的拖尾, 并且其波形与理想的波形不同。因此, 问题是相关输出变小, 并且雷达感测能力更低。

为了解决与传统技术相关联的如上所述的问题, 作出了本发明。本发明

的目的是提供短程雷达和用于控制短程雷达的方法，该短程雷达在 UWB 中可用，尺寸小并且功耗低。

为了实现如上所述目的，根据本发明的第一个方面，提供了一种短程雷达，包括：发射机部分(21)，其辐射短程波(Pt)到空间(1)；接收机部分(30)，其具有检测器电路(33)，该检测器电路(33)包括：分支电路(34)，用于接收利用发射机部分(21)辐射到空间(1)的短程波(Pt)的反射波(Pr)并同相地将该反射波(Pr)的信号分支成第一和第二信号(V1,V2)；线性乘法器(35)，用于将由分支电路(34)同相分支的第一和第二信号(V1,V2)线性相乘；以及低通滤波器(36)，用于采样来自线性乘法器(35)的输出信号基带分量；信号处理器部分(40)，用于基于来自接收机部分(30)的输出执行存在于空间(1)中的目标(1a)的分析处理；以及控制部分(50)，用于基于来自信号处理器部分(40)的分析结果，对于发射机部分(21)和接收机部分(30)中的至少一个作出预定控制。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第二方面，进一步提供了根据第一方面的短程雷达，其中检测器电路(33)的线性乘法器(35)包括吉尔伯特混频器。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第三方面，进一步提供了根据第一方面的短程雷达，其中所述接收机部分(30)具有采样保持电路(37)，用于对于检测器电路(33)的输出信号执行积分并且保持和输出积分结果。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第四方面，进一步提供了根据第三方面的短程雷达，其中所述控制部分(50)基于来自信号处理器部分(40)的处理结果可变地控制接收机部分(30)的采样保持电路(37)的积分开始定时和积分时间。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第五方面，进一步提供了根据第一方面的短程雷达，其中和所述采样保持电路(37)一样地提供多个采样保持电路(37A、37B、37C、37D)，并且所述多个采样保持电路(37A、37B、37C、37D)每个相对于来自检测器电路(33)的输出信号在彼此不同的周期中执行积分。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第六方面，进一步提供了根据第一方面的短程雷达，其中在发射机部分(21)提供了用于放大短程波(Pt)的功率放大器(25)，在接收机部分(30)提供了用于放大反射波(Pr)的信号的低噪声放大器(32)，以及所述控制部分(50)控制在接收机部分(30)提供的功率放大器

(25)和在接收机部分(30)提供的低噪声放大器(32)中的至少一个的增益,使得输入到接收机部分(30)的检测器电路(33)的反射波(Pr)的信号电平(R')在线性乘法器(35)的线性工作范围内。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第七方面,进一步提供了根据第一方面的短程雷达,其中所述发射机部分(21)提供有:脉冲发生器(23),用于产生具有预定宽度的脉冲信号(Pa);以及振荡器(24),用于操作仅仅在输入来自脉冲发生器(23)的脉冲信号(Pa)并且输出作为短程波(Pt)的信号的周期振荡,而在没有输入脉冲信号(Pa)的周期停止振荡操作。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第八方面,进一步提供了根据第一方面的短程雷达,其中所述控制部分(50)在发射机部分(21)辐射短程波(Pt)到空间(1)和辐射下一个短程波(Pt)到空间(1)的周期停止给发射机部分(21)电源。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第九方面,进一步提供了根据第一方面的短程雷达,其中所述控制部分(50)除了与辐射到空间(1)的短程波(Pt)有关的反射波(Pr)的信号由接收机部分(30)接收的周期外,在发射机部分(21)辐射短程波(Pt)到空间(1)接着辐射下一个短程波(Pt)到空间(1)的周期,停止给接收机部分(30)的电源。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十方面,进一步提供了根据第一方面的短程雷达,其中所述第一和第二接收机部分(30A、30B)如所述接收机部分(30)一样提供每个具有按预定距离彼此隔开提供的第一和第二接收天线(31A、31B),以用于接收反射波(Pr),以及信号处理器部分(40)基于来自第一和第二接收机部分(30A、30B)的输出信号分析存在于空间(1)中的目标(1a)的方向。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十一方面,进一步提供了根据第二方面的短程雷达,其中用作检测器电路(33)的线性乘法器(35)的吉尔伯特混频器包括:第一差分放大器(35a),包括第一和第二晶体管(Q1,Q2),每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路,所述第一和第二晶体管(Q1,Q2)的发射极公共电流通路连接到恒流源(I1);第二差分放大器(35b),包括第三和第四晶体管(Q3,Q4),每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路,所述第三和第四晶体管(Q3,Q4)的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器(35a)的第一晶体管(Q1)的集电极输出端;

第三差分放大器(35c),包括第五和第六晶体管(Q5,Q6),每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路,所述第五晶体管(Q5)的基极输入端共同连接到第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的基极输入端,所述第五和第六晶体管(Q5,Q6)的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器(35a)的第二晶体管的集电极输出端;第一负载电阻(R3)和第一输出端(OUT1),其分别共同连接到第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)的集电极输出端;第二负载电阻(R4)和第二输出端(OUT2),其分别共同连接到第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第六晶体管的集电极输出端;分别串联连接在第一对线(+,-)和地线之间的第一低通滤波器(LPF1)和第二低通滤波器(LPF2),用于发送由所述分支电路(34)同相分支的第一信号(V1),所述第一低通滤波器(LPF1)包括第一和第二线圈(L1,L2)和第一电阻(R9),所述第二低通滤波器(LPF2)包括第三和第四线圈(L3,L4)和第二电阻(R10);分别串联连接在第二对线(+,-)和地线之间的第三低通滤波器(LPF3)和第四低通滤波器(LPF4),用于发送由所述分支电路(34)同相分支的第二信号(V2),所述第三低通滤波器(LPF3)包括第五和第六线圈(L5,L6)和第三电阻(R11),所述第四低通滤波器(LPF4)包括第七和第八线圈(L7,L8)和第四电阻(R12);第一和第二发射极跟随器电路(EF1,EF2),包括第七和第八晶体管(Q7,Q8),其每个具有基极输入端和发射极输出端,所述第七和第八晶体管(Q7,Q8)的基极输入端每个连接到第一和第二线圈(L1,L2)以及第三和第四线圈(L3,L4)的连接中间点,作为第一和第二低通滤波器(LPF1,LPF2)每个的输出端;第三和第四发射极跟随器电路(EF3,EF4),包括第九和第十晶体管(Q9,Q10),其每个具有基极输入端和发射极输出端,所述第九和第十晶体管(Q9,Q10)的基极输入端每个连接到第五和第六线圈(L5,L6)以及第七和第八线圈(L7,L8)的连接中间点,作为第三和第四低通滤波器(LPF4)每个的输出端;所述第五低通滤波器(LPF5)包括:连接在第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)和第一负载电阻(R3)之间的第九线圈(L9);连接在第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)和第一输出端(OUT1)之间的第十线圈(L10);以及所述第六低通滤波器(EPF6)包括:连接在第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的公共集电极输出端和

第三差分放大器(35c)的第六晶体管(Q6)和第二负载电阻(R4)之间的第十一线圈(L11);连接在第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第六晶体管(Q6)和第二输出端(OUT2)之间的第十二线圈(L12),其中第一差分放大器(35a)的第一和第二晶体管(Q1,Q2)的每个基极输入端分别连接到第一和第二发射极跟随器电路(EF1,EF2)的每个输出端,由此将利用分支电路(34)同相分支的第一信号(V1)输入到第一差分放大器(35a);以及第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)和第三差分放大器(35c)的第六晶体管的每个基极输入端分别连接到第三和第四发射极跟随器电路(EF3,EF4)的每个输出端,由此将利用分支电路(34)同相分支的第二信号(V2)输入到第二和第三差分放大器(35c),并且由此可以将第一和第二信号(V1,V2)的线性相乘的输出从第一和第二输出端(OUT1,OUT2)中的至少一个引出。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十二方面,提供了一种控制短程雷达的方法,包括步骤:配备发射机部分(21)、接收机部分(30)和线性乘法器(35);利用所述发射机部分(21)辐射短程波(Pt)到空间(1);利用接收机部分(30)接收辐射到空间(1)的短程波(Pt)的反射波(Pr)以便同相地将反射波(Pr)的信号分支为第一和第二信号(V1,V2);利用线性乘法器(35)将所述第一和第二信号(V1,V2)线性相乘以便输出线性相乘的信号;从线性乘法器(35)的输出信号中采样基带分量;基于所述基带分量执行对存在于空间(1)的目标(1a)的分析处理;以及基于所述分析处理的结果对所述发射机部分(21)和接收机部分(30)中的至少一个执行预定控制。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十三方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中所述输出线性相乘信号的步骤包括:通过利用吉尔伯特混频器作为线性乘法器(35)执行线性乘法用于输出线性相乘的信号步骤。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十四方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,还包括步骤:在执行所述分析处理步骤之前,相对于基带分量执行积分并且保持和输出积分结果的步骤。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十五方面,进一步提供了根据本发明的第十四方面的控制短程雷达的方法,其中所述相对于基带分量执

行积分的步骤包括基于所述分析处理的结果相对于基带分量可变地控制积分的开始定时和积分时间的步骤。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十六方面,进一步提供了根据本发明的第十四方面的控制短程雷达的方法,其中所述相对于基带分量执行积分的步骤包括通过利用多个采样保持电路(37A、37B、37C、37D)在相对于基带分量的多个彼此不同的多个周期中执行积分。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十七方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中在发射机部分(21)提供用于放大短程波( $P_t$ )的功率放大器(25),在接收机部分(30)提供用于放大反射波( $P_r$ )的信号的低噪声放大器(32),以及作出预定控制的步骤包括如下步骤:将在发射机部分(21)提供的功率放大器(25)和接收机部分(30)提供的低噪声放大器(32)中的至少一个的增益控制在线性乘法器(35)的线性工作范围内。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十八方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中所述利用发射机部分(21)辐射短程波( $P_t$ )到空间(1)的步骤包括如下步骤:产生具有预定宽度的脉冲信号( $P_a$ );仅仅在输入脉冲信号( $P_a$ )的周期中作出振荡操作,以便将输出信号作为短程波( $P_t$ )输出;以及在不输入脉冲信号( $P_a$ )的周期期间停止振荡操作,以便不将输出信号作为短程波( $P_t$ )输出。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第十九方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中所述作出预定控制的步骤包括如下步骤:在发射机部分(21)辐射短程波( $P_t$ )到空间(1)并且接着辐射下一个短程波( $P_t$ )到空间(1)的周期中停止给发射机部分(21)的电源。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第二十方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中所述作出预定控制的步骤包括如下步骤:除了相对于辐射到空间(1)的短程波( $P_t$ )的反射波( $P_r$ )的信号利用接收机部分(30)接收的周期外,在发射机部分(21)辐射短程波( $P_t$ )到空间(1)并且接着辐射下一个短程波( $P_t$ )到空间(1)的周期中,停止给接收机部分(30)的电源。

为了实现如上所述的目的,根据本发明的第二十一方面,进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法,其中像所述接收机部分(30)那样提供第一和第二接收机部分(30A、30B),它们中每个具有以预定距

离彼此隔开提供的接收天线，以便接收反射波(Pr)，以及执行分析处理的步骤包括基于来自第一和第二接收机部分(30A、30B)的输出信号分析存在于空间(1)的目标(1a)的方向的步骤。

为了实现如上所述的目的，根据本发明的第二十二方面，进一步提供了根据本发明的第十二方面的控制短程雷达的方法，其中在输出线性相乘的信号步骤中，用作线性乘法器(35)的吉尔伯特混频器包括：第一差分放大器(35a)，包括第一和第二晶体管(Q1,Q2)，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第一和第二晶体管(Q1,Q2)的发射极公共电流通路连接到恒流源(I1)；第二差分放大器(35b)，包括第三和第四晶体管(Q3,Q4)，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第三和第四晶体管(Q3,Q4)的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器(35a)的第一晶体管(Q1)的集电极输出端；第三差分放大器(35c)，包括第五和第六晶体管(Q5,Q6)，每个具有基极输入端、集电极输出端和发射极公共电流通路，所述第五晶体管(Q5)的基极输入端共同连接到第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的基极输入端，所述第五和第六晶体管(Q5,Q6)的发射极公共电流通路连接到所述第一差分放大器(35a)的第二晶体管的集电极输出端；第一负载电阻(R3)和第一输出端(OUT1)，其分别共同连接到第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)的集电极输出端；第二负载电阻(R4)和第二输出端(OUT2)，其分别共同连接到第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第六晶体管的集电极输出端；分别串联连接在第一对线(+,-)和地线之间的第一低通滤波器(LPF1)和第二低通滤波器(LPF2)，用于发送由所述分支电路(34)同相分支的第一信号(V1)，所述第一低通滤波器(LPF1)包括第一和第二线圈(L1,L2)和第一电阻(R9)，所述第二低通滤波器(LPF2)包括第三和第四线圈(L3,L4)和第二电阻(R10)；分别串联连接在第二对线(+,-)和地线之间的第三低通滤波器(LPF3)和第四低通滤波器(LPF4)，用于发送由所述分支电路(34)同相分支的第二信号(V2)，所述第三低通滤波器(LPF3)包括第五和第六线圈(L5,L6)和第三电阻(R11)，所述第四低通滤波器(LPF4)包括第七和第八线圈(L7,L8)和第四电阻(R12)；第一和第二发射极跟随器电路(EF1,EF2)，包括第七和第八晶体管(Q7,Q8)，其每个具有基极输入端和发射极输出端，所述第七和第八晶体管(Q7,Q8)的基极输入端每个连接

到第一和第二线圈(L1,L2)以及第三和第四线圈(L3,L4)的连接中间点之一,作为第一和第二低通滤波器(LPF1, LPF2)每个的输出端; 第三和第四发射极跟随器电路(EF3,EF4), 包括第九和第十晶体管(Q9,Q10), 其每个具有基极输入端和发射极输出端, 所述第九和第十晶体管(Q9,Q10)的基极输入端每个连接到第五和第六线圈(L5,L6)以及第七和第八线圈(L7,L8)的连接中间点之一, 作为第三和第四低通滤波器(LPF4)每个的输出端; 所述第五低通滤波器(LPF5)包括: 连接在第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)和第一负载电阻(R3)之间的第九线圈(L9); 连接在第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第五晶体管(Q5)和第一输出端(OUT1)之间的第十线圈(L10); 以及所述第六低通滤波器(EPF6)包括: 连接在第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第六晶体管(Q6)和第二负载电阻(R4)之间的第十一线圈(L11); 连接在第二差分放大器(35b)的第四晶体管(Q4)的公共集电极输出端和第三差分放大器(35c)的第六晶体管(Q6)和第二输出端(OUT2)之间的第十二线圈(L12), 其中第一差分放大器(35a)的第一和第二晶体管(Q1,Q2)的每个基极输入端分别连接到第一和第二发射极跟随器电路(EF1,EF2)的每个输出端, 由此将利用分支电路(34)同相分支的第一信号(V1)输入到第一差分放大器(35a); 以及第二差分放大器(35b)的第三晶体管(Q3)和第三差分放大器(35c)的第六晶体管的每个基极输入端分别连接到第三和第四发射极跟随器电路(EF3,EF4)的每个输出端, 由此将利用分支电路(34)同相分支的第二信号(V2)输入到第二和第三差分放大器(35c), 并且由此可以将第一和第二信号(V1,V2)的线性相乘的输出从第一和第二输出端(OUT1,OUT2)中的至少一个引出。

例如如上所述的结构, 根据本发明的短程雷达和对其控制的方法, 检测器电路利用线性乘法器将通过由分支电路分支所接收的反射波信号获得的信号相乘, 以获得其平方分量, 并且利用滤波器从其平方分量中采样基带分量, 由此检测反射波信号。因此, 不需要本地信号用于检测, 同时, 其结构被简化, 使得致力于实现尺寸小功耗低的短程雷达成为可能。

此外, 根据本发明的短程雷达和对其控制的方法是一种与传统的相关处理不同的接收波的功率积分体制, 由此适合于检测具有所谓大分散特性的如人体的目标, 其中发射脉冲和接收脉冲的波形彼此大大不同。

而且,根据本发明的短程雷达和对其控制的方法,仅仅在输入脉冲的周期中使得振荡操作并且作为发射波输出的振荡器被用在发射机部分,由此防止残余载波产生。

当检测到反射波信号时,在传统的正交检测系统中,出现诸如由于本地信号间歇性地产生时的暂态响应导致的不稳定特性之类的问题。然而,本发明针对平方检测系统,其检测特性基本上不依赖于发射波形,并且当检测到如上所述的反射波时可以没有任何问题地平滑地应用。

即根据本发明的短程雷达和对其控制的方法,如上所述,其中不产生残余载波的短脉冲产生系统和平方载波系统彼此组合,由此使得能够有助于利用简单结构实现适合于检测具有各种散射特性的目标的短程雷达。

#### 附图说明

图 1 是描述根据本发明的短程雷达的第一实施例的系统配置的框图;

图 2 是描述根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的发射机部分中使用的发射机的一个例子的框图。

图 3 是出于描述如图 2 所示的发射机的操作的目的以脉冲串形状输出的长方形形状形成的信号  $P_b$  和输入到发射机的周期  $T_g$  的脉冲信号  $P_a$  的视图;

图 4 是描述在根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的发射机部分中使用的发射机的另一个例子的框图;

图 5A 是描述作为用在根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的接收机部分中的检测器电路的线性乘法器的例子使用的吉尔伯特(Gilbert)混频器的基本类型的电路示意性视图。

图 5B 是描述如图 5A 所示的吉尔伯特混频器的改进型的电路示意性视图。

图 6 是出于描述如图 5A 和 5B 的吉尔伯特混频器的操作的目的,示出了以脉冲串形状同相输入到吉尔伯特混频器的正弦波信号  $S(t)$  和从吉尔伯特混频器输出的平方波  $S(t)^2$  及其包络(基带)  $W$ 。

图 7 是示出在使用如图 5B 所示的吉尔伯特混频器的情形中,线性乘法器的频率特性的测量结果的视图。

图 8 是示出在采用如图 5B 所示的吉尔伯特混频器的情形中,当对响应于脉宽 1 ns 的输入信号的线性乘法器的输出进行 7GHz 带宽限制时利用低通

滤波器所获得的基带分量的观测波形的视图;

图 9 是示出在采用如图 5B 所示的吉尔伯特混频器的情形中的线性乘法器的输入和输出特性的测量结果的视图;

图 10 是示出如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的接收机部分中使用的采样保持电路的原理结构的视图;

图 11 是用来解释根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的操作的时序图;

图 12 是描述根据本发明的短程雷达的第二实施例的实质性部分的结构框图;

图 13 是描述根据本发明的短程雷达的第三实施例的实质性部分的结构框图;

图 14 是描述传统的脉冲雷达的基本结构的框图;

图 15 是描述用在如图 14 所示的传统的脉冲雷达中的正交类型的检测器电路的基本结构的框图;

图 16 是亚毫米波段 UWB 和期望使用频带(推荐的带宽)的频谱屏蔽(spectrum mask)的视图。

### 具体实施方式

下面将参照附图描述根据本发明的短程雷达的一些实施例。

#### (第一实施例)

首先, 将针对根据本发明的第一实施例的短程雷达的结构进行描述。

图 1 是描述根据本发明的第一实施例的短程雷达 20 的结构框图。

根据本发明的短程雷达 20 基本上包括: 辐射短脉冲  $P_t$  到空间 1 的发射机部分 21; 具有检测器电路 33 的接收机部分 30, 该检测器电路 33 包括分支电路 34、线性乘法器 35 和低通滤波器 36, 所述分支电路 34 接收利用该发射机部分 21 辐射到空间 1 的短程波  $P_t$  的反射波  $P_r$ , 并且将该反射波  $P_r$  的信号  $R'$  同相地分支为第一和第二信号  $V_1$  和  $V_2$ , 所述线性乘法器 35 将利用该分支电路 34 同相分支的第一和第二信号  $V_1$  和  $V_2$  线性相乘, 所述低通滤波器 36 来自线性乘法器 35 的输出信号采样基带分量; 信号处理部分 40, 其基于来自该接收机部分 30 的输出执行对在空间 1 存在的目标 1a 的分析处理; 以及控制部分 50, 其基于来自该信号处理器部分 40 的分析结果, 对发

射机部分 21 和接收机部分 30 中的至少一个进行预定的控制。

此外，用于控制根据本发明的短程雷达的方法基本上包括步骤：配备发射机部分 21、接收机部分 30 和线性乘法器 35；利用发射机部分 21 辐射短程波  $P_t$  到空间 1；利用该接收机部分 30 接收辐射到空间 1 的短程波  $P_t$  的反射波  $P_r$ ，并且将反射波  $P_t$  的信号  $R'$  同相地分支为第一和第二信号  $V_1$  和  $V_2$ ；利用线性乘法器 35 将第一和第二信号  $V_1$  和  $V_2$  线性相乘以便输出线性相乘的信号；从该线性相乘的输出信号采样基带分量；基于该基带分量对在空间 1 存在的目标 1a 执行分析处理；以及基于该分析结果对发射机部分 21 和接收机部分 30 中的至少一个进行预定控制。

具体来说，在图 1 中所示的短程雷达 20 包括：发射机部分 21、接收机部分 30、模拟/数字(A/D)转换器 50、信号处理部分 40、和控制部分 50。

在预定周期  $T_g$  每次发射机部分 21 接收从控制部分 50 输出的触发信号  $G_t$  时，该发射机部分经由发射机天线 22 辐射具有以如随后所述那样产生的预定带宽  $T_p$ (例如，1ns) 的预定载频  $F_c$ (例如，26GHz)的短程波  $P_t$  到空间 1。

发射机天线 22 可以和随后所述的接收机部分 30 中的接收天线 31 共用。

如图 1 所示，发射机部分 21 具有：脉冲发生器 23，用于产生具有与来自控制部分 50 的触发信号  $G$  同步的带宽  $T_p$  的脉冲信号  $P_a$ ；振荡器 24，用于在从脉冲发生器 23 接收脉冲信号  $P_a$  的期间  $T_p$  振荡并输出具有预定载频  $F_c$  的信号；功率放大器 25，用于放大来自该振荡器 24 的输出信号；频段抑制滤波器(BRF)26，用于响应于来自该功率放大器 25 的输出信号抑制不必要的频带外的辐射；以及发射机天线 22，将已经穿过该 BRF 26 的信号作为发射波提供给该发射机天线 22。

这里，考虑了振荡器 24 的一些配置。

图 2 是示出根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的发射机部分 21 中使用的振荡器 24 的一个配置例子的框图。

即，如图 2 所示，该振荡器 24 包含：两输入、两输出类型的门电路 24a，其中，相互集成共用的输入与(AND)电路和与非(NAND)电路；与该门电路 24a 的输入部分连接的发射极跟随器类型的第一和第二输入缓冲器 24b 和 24c；以及延迟电路 24e，用于将与输出缓冲器 24d 连接的门电路 24a 的反相输出延迟预定的延迟时间，并将该延迟的反相输出输入到第一输入缓冲器 24b。

该延迟电路 24e 包括例如带状线等。

当具有周期  $T_g$  的脉冲信号 Pa 从振荡器 24 输入到输入缓冲器 24c 时，如图 3 (a) 所示，具有预定频率(载频)的方波输出信号 Pb 被振荡并且以脉冲串形状输出，如图 3 (b) 所示。

来自该振荡器 24 的输出信号 Pb 的频率依据输入缓冲器 24b 和门电路 24a 的输入和输出之间的延迟时间和延迟电路 24e 的延迟时间的总和确定。

这里，输入缓冲器 24b 和门电路 24a 的输入和输出之间的延迟时间通常是依据电路器件确定的固定值。

因此，提供了一种结构以便改变延迟电路 24e 的某些常数，并由此将振荡器 24 的输出信号 Pb 的振荡频率大致设置在所述 UWB 的中心频率(例如，26GHz)。

图 4 是描述在根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的发射机部分 21 中使用的振荡器 24 的配置的另一个例子的框图。

即，根据如图 4 所述的配置的该例子的振荡器 24 具有：放大器 24f；用作该放大器 24f 的负载的谐振器 24g；以及反馈电路 24h，用于将放大器 24f 的输出正反馈到输入侧以便形成其在谐振器 24g 的谐振频率(例如，26GHz)振荡的振荡器电路。

而且，在根据该配置的例子中的该振荡器 24 中，可以利用脉冲信号 Pa 控制开关操作的开关 24i 被提供在放大器 24f 的输入侧(或输出侧)和地线之间。

根据该配置例子中的该振荡器 24，当在脉冲信号 Pa 被输入期间开关 24i 被断开时振荡。此外，在没有输入脉冲信号 Pa 期间，开关 24i 被闭合，反馈回路的一端和地线短路，由此振荡停止。

这里，提供了这样一种配置，使得利用开关 24i 在放大器 24f 的输入侧和地线之间建立短路和断开。

因此，可以提供这样一种配置，使得利用开关 24i 在放大器 24f 的输出侧和地线之间建立短路和断开。

利用根据如图 2 和 4 所示的这些配置中的任何一种的振荡器 24 的发射机部分 21 被配置来利用脉冲信号 Pa 控制振荡器 24 本身的振荡操作。因此，原则上没有载波泄漏发生。

因此，当使用 UWB 时，仅仅相对于在振荡的时刻输出的短程波的瞬时功率时可以考虑如随后所述规定的功率密度的管制。因此发射波功率可以在

根据 UWB 标准管制的功率密度的限制内被同时有效地用到最大值，因为没有载波泄漏发生。

如图 2 和 4 所示的振荡器 24 的如上所述配置每个都作为例子提供。在另一个电路配置的情况下，例如，通过同样响应于脉冲信号 Pa 接通和关断振荡器电路的电力(电流源等)，可以获得如上所述的没有载波泄漏的脉冲串波。

为了获得这样的脉冲串波，传统上是使用放大移位键控(ASK)系统，通过使用开关用来脉冲调制(通/断)24 GHz 的载波信号(连续波)。

因此，在这样一种传统的 ASK 系统中，在开关断开(OFF)时的隔离是不完全的，并且发生载波泄漏。而且，在短程雷达中，断开(OFF)时间比接通(ON)时间(例如，1ns)压倒性地长几千倍到几万倍。因此，即使发生轻微的载波泄漏，总的来说还是产生了大的残余载波功率。

该残余载波限制了相对于短程雷达的发射波的反射波的实质的接收灵敏度，因此使雷达探测范围变窄，并且难以检测具有低反射系数的障碍物。

此外，相对于 UWB 雷达系统，FCC(联邦通信委员会)在下面的非专利文献 1 中规定在 22 GHz 至 29 GHz 的带宽中的平均功率密度是-41 dBm/MHz 或更少，并且峰值功率密度是 0dBm/50MHz 或更少。

非专利文献 1 FCC02-08，新的部分 15 规则，“FIRST REPORT AND ORDER(第一报告和命令)”

即，在如上所述 UWB 雷达系统中，在 22GHz 至 29GHz 的带宽中的能量总量被限制。因此，如果残余载波大，则发射波的输出电平必须被同时地设置得低，并且探测距离等大大受限。

为了解决该问题，如从图 16 中由实线表示的 UWB 推荐的带宽中由虚线表示的，短程雷达的发射波的中心频率被保留到为多普勒雷达分配的从 24.05GHz 至 24.25GHz 的窄带宽(短程设备: SRD)的带宽，由此认为可以避免由 FCC 对残余载波的管制。

然而，在此情形中，如图 16 所示，存在 RR(国际无线电通信规则(International Radio Communication Rules))用于保护接近 SRD 的 EESS(地面侦察卫星)的无源传感器的辐射限制带宽，并且对该辐射限制带宽的严重干扰令人担忧。

相比之下，在本发明中，如上所述，一种通过利用脉冲信号 Pa 控制通/

断(ON/OFF)振荡操作本身以主要地防止残余载波的产生。系统采用了作为振荡器 24 的配置,并且由此雷达发射波的频率可以在如图 16 所示那样规定的频谱屏蔽的推荐带宽内自由地设置。

而且,在本发明中,发射波的频率可以被设置使得充分避免如上所述的辐射限制带宽的干扰。

从如上所述的振荡器 24 输出的信号  $P_b$  利用功率放大器 24 放大,并且该被放大的信号经由 BRF 26 作为具有预定载频  $F_c$ (例如, 26GHz)的短程波  $P_t$  被提供给发射机天线 22。

在这种方式中,短程波  $P_t$  从发射机天线 22 被辐射到作为探测目标的空间 1。

功率放大器 25 的增益可以利用控制部分 50 任意可变地控制。

另一方面,接收机部分 30 经由接收天线 31 接收来自在空间 1 的目标 1a 的反射波  $P_r$ ; 利用 LNA (低噪声放大器)32 放大反射波  $P_r$  的信号  $R$ ; 然后通过检测器电路 33 检测由具有大约 2GHz 的带宽的带通滤波器(BPF)41 限制了带宽的反射波  $P_r$  的信号  $R'$ 。

LNA 32 的增益可以由控制部分 50 可变地控制。

检测器电路 33 包括: 分支电路 34, 用于同相(0 度)地将 BPF 41 输出的反射波  $P_r$  的信号  $R'$  划分为第一信号  $V_1$  和第二信号  $V_2$ ; 线性乘法器 35, 用于将同相划分的两信号即第一信号  $V_1$  和第二信号  $V_2$  线性地相乘; 以及低通滤波器(LPF)36, 用于从线性乘法器 36 的输出信号中采样基带分量  $W$ 。

线性乘法器 35 包括如使用双平衡的混频器的一些系统, 并且通过利用吉尔伯特混频器配置乘法器的方法被认为为以高速操作的方法。

如图 5 所示,该吉尔伯特混频器基本上包括第一至第三差分放大器 35a、35b 和 35c。

接着,将第一信号  $V_1$  差分地输入到第一差分放大器 35a, 第二信号  $V_2$  差分地输入到与该第一差分放大器 35a 的负载侧连接的第二和第三差分放大器 35b 和 35c。在这种方式中,只有等于第一信号  $V_1$  和第二信号  $V_2$  之积的反相线性相乘的信号分量  $-(V_1 \times V_2)$  和正相线性相乘的信号分量  $(V_1 \times V_2)$  从第二和第三差分放大器 35b 和 35c 的公共负载电阻  $R_3$  和  $R_4$  输出。

具体来说,在该吉尔伯特混频器中,第一差分放大器 35a 包括: 第一和第二晶体管  $Q_1$  和  $Q_2$ , 每个具有基极输入端、集电极输出端、以及发射极公

共电流通路，其中第一和第二晶体管 Q1 和 Q2 的每个基极输入端连接到第一信号源 V1，而发射极公共电流通路经由恒流源 I1 和第一偏置电源 Vb1 串接到地线。

第一和第二晶体管 Q1 和 Q2 的发射极公共电流通路从发射极电阻 R1 和 R2 的连接中间点引出，而第二晶体管 Q2 的基极输入端经由第二偏置电源 Vb2 连接到地线。

此外，第二差分放大器 35b 包括第三和第四晶体管 Q3 和 Q4，其每个具有基极输入端、集电极输出端、以及发射极公共电流通路，其中第三和第四晶体管 Q3 和 Q4 的基极输入端的每个连接到第二信号源 V2，而第三和第四晶体管 Q3 和 Q4 的发射极公共电流通路连接到第一差分放大器 35a 的第一晶体管 Q1 的集电极输出端。

此外，第三差分放大器 35a 包括：第五和第六晶体管 Q5 和 Q6，其每个具有基极输入端、集电极输出端、以及发射极公共电流通路，其中第五和第六晶体管 Q5 和 Q6 的基极输入端的每个连接到第二信号源 V2，而第五和第六晶体管 Q5 和 Q6 的发射极公共电流通路连接到第一差分放大器 35a 的第二晶体管 Q2 的集电极输出端。

第二差分放大器 35b 的第四晶体管 Q4 和第三差分放大器 35c 的第五晶体管 Q5 的每个的基极输入端彼此连接，并且还经由第三偏置电源 Vb3 连接到地线。

而且，第二差分放大器 35b 的第三晶体管 Q3 的集电极输出端和第三差分放大器 35c 的第五晶体管 Q5 的集电极输出端经由负载电阻 R3 共同连接到地线，并且还连接到第一输出端 OUT1。

而且，第二差分放大器 35b 的第四晶体管 Q4 的集电极输出端和第三差分放大器 35c 的第六晶体管 Q6 的集电极输出端经由负载电阻 R4 共同连接到地线，并且还连接到第二输出端 OUT2。

在这种方式中，可以从第一和第二输出端 OUT1 或 OUT2 得出第一和第二信号 V1 和 V2 的线性相乘的输出  $-(V1 \times V2)$  和  $(V1 \times V2)$  中的至少一个。

当如图 6 (a) 所示的正弦信号  $S(t)$  例如利用所述吉尔伯特混频器，作为第一和第二信号 V1 和 V2 同相地以脉冲串形状输入到如此配置的线性乘法器 35 时，其产生作为通过输入信号  $S(t)$  平方获得的波  $(S(t)^2)$  的如图 6 (b) 所示的输出信号，并且其包络(基带)W 与输入信号  $S(t)$  的功率成正比。

在这种方式中，可以利用微波单块集成电路(MMC)，将使用包括用在检测器电路 33 中的多个差分放大器的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 配置得尺寸非常小。而且，不像传统的正交类型的检测器电路，不必提供本地信号，同时由此减少了功耗。

同时，使用具有如图 5A 的基本电路配置的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 的响应曲线具有为在 UWB 中使用要改进的余地。

因此，本发明人通过进行改进已经改进了其响应特性，以便使用具有如图 5A 所示的基本电路配置的吉尔伯特混频器执行线性乘法器的输入/输出部分的阻抗匹配或峰值校正等，并且已经实现了完全可以用于 UWB 的线性乘法器。

图 5B 示出了由本发明人实现的改进类型的吉尔伯特混频器的电路配置。

在图 5B 中，具有如图 5A 所示的基本电路配置的吉尔伯特混频器的相同组成元件被指定相同的标号。在此省略重复的描述。

也就是说，如图 5B 所示，在改进类型的吉尔伯特混频器中，第二差分放大器 35b 的第三和第四晶体管 Q3 和 Q4 的发射极公共电流通路从发射极电阻 R5 和 R6 的公共中间点引出。此外，第三差分放大器 35c 的第五和第六晶体管 Q5 和 Q6 的发射极公共电流通路从发射极电阻 R7 和 R8 的连接中间点引出。

如同第一差分放大器 35a 的第一和第二晶体管 Q1 和 Q2 的发射极电阻 R1 和 R2 那样，尽管这些成对使用的发射极电阻 R5 和 R6、以及 R7 和 R8 从原理上讲是所希望的，但是，即使去除它们，在实际的电路配置中不会有那么严重的问题发生。

此外，在如图 5B 所示的改进型吉尔伯特混频器中，在下面的具体配置中所描述的第一至第四低通滤波器 LPF1、LPF2、LPF3 和 LPF4 以及第一至第四发射极跟随器电路 EF1、EF2、EF3 和 EF4 被提供在第一至第三差分放大器 35a、35b 和 35c 的输入部分。

在如图 5B 所示的改进型吉尔伯特混频器中，在下面的具体配置中所描述的第五和第六低通滤波器 LPF5 和 LPF6 被提供在第二至第三差分放大器 35b 和 35c 的输出部分。

也就是说，根据如图 5B 所示的改进型的吉尔伯特混频器的具体配置，

包括串联连接的第一和第二线圈 L1 和 L2 和第九电阻 R9 的第一低通滤波器 LPF1 和包括第三和第四线圈 L3 和 L4 以及第十电阻 R10 的第二低通滤波器 LPF2 分别被提供在用于发射利用分支电路 34 同相分支的第一信号 V1 的第一对线+和-以及地线之间。

此外,在该改进型的吉尔伯特混频器中,包括串联连接的第五和第六线圈 L5 和 L6 和第十一电阻 R11 的第三低通滤波器 LPF3 和包括第七和第八线圈 L7 和 L8 以及第十二电阻 R12 的第四低通滤波器 LPF4,分别被提供在用于发射利用分支电路 34 同相分支的第二信号 V2 的第二对线+和-以及地线之间。

此外,该改进型的吉尔伯特混频器包括每个具有基极输入端和发射极输出端的第七和第八晶体管 Q7 和 Q8。该混频器包括第一和第二发射极跟随器电路 EF1 和 EF2,其中第七和第八晶体管 Q7 和 Q8 的每个基极输入端连接到第一和第二线圈 L1 和 L2 以及第三和第四线圈 L3 和 L4 的连接中间点作为第一和第二低通滤波器 LFP1 和 LPF2 的输出端。

此外,该改进型的吉尔伯特混频器包括每个具有基极输入端和发射极输出端的第九和第十晶体管 Q9 和 Q10。该混频器包括第三和第四发射极跟随器电路 EF3 和 EF4,其中第九和第十晶体管 Q9 和 Q10 的每个基极输入端的连接到第五和第六线圈 L5 和 L6 以及第七和第八线圈 L7 和 L8 的连接中间点作为第三和第四低通滤波器 LFP3 和 LPF4 的输出端。

从用于发射第一和第二信号 V1 和 V2 的第一和第二对线+和-中,第二和第三偏置电源 Vb2 和 Vb3 连接在线-和地线之间。

这里,在第七和第八晶体管 Q7 和 Q8 和第九和第十晶体管 Q9 和 Q10 的每个发射极中,将第 13 至第 16 电阻分别连接在恒流源 I1 和偏置电源 Vb1 之间的连接中间点处。

此外,第一差分放大器 35a 的第一和第二晶体管 Q1 和 Q2 的每个基极输入端连接到第一和第二发射极跟随器电路 EF1 和 EF2 的每个输出端。

此外,第二和第三差分放大器 35b 和 35c 的第三和第六晶体管 Q1 和 Q2 的每个基极输入端连接到第三和第四发射极跟随器电路 EF3 和 EF4 的每个输出端。

此外,第二差分放大器 35b 的第三晶体管 Q3 的集电极输出端和第三差分放大器 35c 的第五晶体管 Q5 的集电极输出端经由第九线圈 L9 共同连接到

负载电阻 R3, 并且经由第十线圈 L10 连接到第一输出端 OUT1。

这里, 第九线圈 L9、负载电阻 R3 和第十线圈 L10 组成了第五低通滤波器 LPF5。

此外, 第二差分放大器 35b 的第四晶体管 Q4 的集电极输出端和第三差分放大器 35c 的第六晶体管 Q6 的集电极输出端经由第十一线圈 L11 共同连接到地线, 并且经由第十二线圈 L12 连接到第二输出端 OUT2。

这里, 第十一线圈 L11、负载电阻 R4 和第十二线圈 L12 组成了第六低通滤波器 LPF6。

在这种方式中, 第一和第二信号 V1 和 V2 的线性相乘输出  $-(V1 \times V2)$  和  $(V1 \times V2)$  中的至少一个可以从第一和第二输出端 OUT1 和 OUT2 引出。

也就是说, 将例如如图 6 (a) 所示的正弦形状的信号 S(t) 作为第一和第二信号 V1 和 V2 同相地以脉冲串形状输入到利用如图 5B 所示的吉尔伯特混频器这样配置的改进的线性乘法器 35, 其输出信号为如图 6 (b) 所示的通过输入信号 S(t) 平方而获得的波形  $(S(t)^2)$  产生的信号。其包络(基带)W 和如图 5A 所示的利用吉尔伯特混频器的基本线性乘法器 35 的情况一样与输入信号 S(t) 的功率成正比。

此外, 利用如图 5B 所示的为在检测器电路 33 中使用而改进的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 可以利用微波单块集成电路(MMC)配置得尺寸非常小。而且, 与传统的正交类型的检测器电路不同, 不需要提供本地信号, 因此, 与如图 5A 所示的使用吉尔伯特混频器的基本的线性乘法器 35 的情形一样同时地减少了功耗。

因此, 在按如上所述那样配置的图 5B 所示的改进的吉尔伯特混频器中, 在第一至第三差分放大器 35a、35b 和 35c 的输入部分提供每个都具有高 Q 的第一至第四低通滤波器 LPF1、LPF2、LPF3 和 LPF4 以及第一至第四发射极跟随器电路 EF1、EF2、EF3 和 EF4。在这种方式中, 输入阻抗被提高, 并且获得了峰化(peaking)效果。

此外, 在如图 5B 所示的改进型吉尔伯特混频器中, 在第二至第三差分放大器 35b 和 35c 的输出部分提供第五至第六低通滤波器 LPF5 和 LPF6, 由此维持了峰化(peaking)效果。

在这种方式中, 改进了如图 5B 所示的改进型吉尔伯特混频器, 使得在使用具有如图 5A 所示的基本电路配置的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35

的输入/输出部分,能够阻抗匹配或峰化校正等。因此,其响应特性被有效地改善,并且可以提供使用能够完全用在 UWB 中的吉尔伯特混频器的改进的线性乘法器 35。

图 7 示出了使用如图 5B 所示的改进型吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 的频率特性的测量结果。

即,按照如图 7 所示的使用改进型吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 的频率特性的测量结果,在-3dB 内的带宽延伸到大约 27GHz,并且确定对其 UWB 中心是载频(例如,26GHz)的短程雷达提供充分的适应性(adaptability)。

图 8 示出了在利用观测示波器观测基带分量 W 的情形中的波形(平均数 64),所述观测基带分量 W 通过利用低通滤波器 36 对与使用如图 5B 所示的改进型的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 的具有脉冲宽度 1ns 的输入信号有关的输出施加 7GHz 宽度限制获得。

即,按照如图 8 所示的观测波形,通过观测示波器的计算功能获得的平均上升时间被设置为大约 59 ps,而平均下降时间被设置为大约 36 ps (从 80%到 20%的下降时间),并且发现提供了极端高速的响应特性。

图 9 示出了使用如图 5B 所示的改进型的吉尔伯特混频器的线性乘法器 35 的输入/输出特性的测量结果。

即,按照如图 9 所示的测量结果,发现输入电平在-30dBm 至-5dBm 的宽范围可获得良好的线性。

因此,在-30dBm 至-5dBm 的所述范围内控制输入信号(V1,V2)的电平,由此使用如图 5B 所示的吉尔伯特混频器的改进的线性乘法器 35 的输出精确地指示输入信号的功率。

此外,将利用如上所述的检测器电路 33 获得的基带信号 W 输入到采样保持电路 37。

采样保持电路 37 的原理如图 10 所示,其具有用于经由开关 37c 输入基带信号 W 到使用电阻 37a 和电容 37b 的积分器电路的配置。

当来自脉冲发生器 38 的脉冲信号 Pc 处于高电平(可以是低电平)时,开关 37c 闭合,并且基带信号 W 被积分。当脉冲信号 Pc 处于低电平时,开关 37c 打开,由电容 37b 保持积分结果。

当假定采样保持电路 37 的采样周期,即脉冲信号 Pc 的周期,等于触发信号 G 的采样周期时,采样周期可以是触发信号 G 的周期 Tg 的整数倍。

脉冲产生器 38 接收与触发信号 G 同步的信号 G'(或触发信号 G 本身), 并且响应于信号 G 延迟由控制部分 50 限定的时间间隔  $T_d$ 。此外, 该脉冲产生器产生具有由控制部分 50 限定的宽度  $T_c$  的脉冲信号  $P_c$  并向采样保持电路 37 输出所产生的信号。

紧接在保持之后, 利用 A/D 转换器 39 将由采样保持电路 37 在积分之后保持的信号 H 转换为数字值, 并将该转换的数字值输入到信号处理器部分 40。

信号处理器部分 40 基于在接收机部分 30 获得的信号 H 分析存在于空间 1 中的目标 1a; 利用输出设备广播其分析结果, 尽管未示出(例如, 显示和语音产生器); 以及将控制要求的信息通知给控制部分 50。

控制部分 50 按照针对于该短程雷达 20 预定的调度(程序)或响应于信号处理器部分 40 的处理结果, 对于发射机部分 21 和接收机部分 30 的至少一个作出各种预定控制。

现在, 在此描述该短程雷达 20 的操作的例子。

控制部分 50 在该短程雷达 20 的探测操作的初始设置中将功率放大器 25 的增益设置为预定值; 例如, 在最大值设置 LNA 32 的增益; 以及提供具有周期  $T_g$ (例如, 10 $\mu$ s)的触发信号 G 给发射机部分 21 的脉冲产生器 23。

在这种方式中, 当将具有如图 11A 所示的宽度  $T_p$ (例如, 1ns)的脉冲信号  $P_a$  输入到发射机部分 21 的振荡器 24 时, 发射机部分 21 经由功率放大器 25 和 BRF 26 从发射机天线 22 以如图 11B 所示的载频  $F_c$ (例如, 26GHz)辐射具有宽度  $T_p$  的短程波  $P_t$  到空间 1。

此时, 利用控制部分 50 仅仅对短程波  $P_t$  的输出周期(或包括输出周期的非常有限的周期)提供电源给发射机部分 21。

在这种方式中, 提供电力给发射机部分 21 的时间间隔大致是整个周期  $T_g$  的 1/10000, 因此不会发生浪费功耗的问题。

从发射机部分 21 辐射的短程波  $P_t$  被存在于空间 1 中的目标 1a 反射, 并且例如, 如图 11c 所示, 延迟与从每个短程波  $P_t$  的发射定时到目标 1a 的距离的倒数相对应的时间间隔  $T_x$  之后, 利用接收机部分 30 的接收机天线 31 接收该发射波  $P_r$ 。

在接收机部分 30, 在利用 LNA32 放大由此接收的反射波  $P_r$  的信号 R 之后, 利用 BPF 41 对被放大的信号进行带宽限制, 从而减少了噪声功率。

此外，在利用检测器电路 33 的分支电路 34 同相地将从 BPF 41 输出的反射波  $P_r$  的信号  $R'$  分支为第一信号  $V_1$  和第二信号  $V_2$  两部分之后，利用线性乘法器 35 和低通滤波器 36 检测被分支的信号，由此检测如图 11D 所示的基带分量  $W$ 。

另一方面，在采样保持电路 37 中，输入具有如图 11E 所示的宽度(例如，1ns)的脉冲信号  $P_c$  以便从短程波  $P_t$  的每个发射定时起延迟  $T_d$ 、 $2T_d$ 、 $3T_d$ 、... 和  $nT_d$ ( $n$  是整数)。

在此，相对于其中延迟时间  $T_d$  等于脉冲  $P_c$  的宽度的情形进行描述。

此外，假设直到作为目标用于探测的空间 1 的远侧的距离在 15 米内，往返 15 米距离的无线电波的时间大约为 100 ns。

因此，通过延迟短程波  $P_t$  的发射定时最大值  $100 T_d$ ，只要反射波  $P_r$  在 15m 的范围内，则这些反射波  $P_r$  可以被全部包括在覆盖范围内。

如图 11C、11D 和 11E 所示，第一至第三脉冲信号  $P_c$  不重叠基带分量  $W$ ，因此采样保持电路 37 仅仅积分噪声分量，并且其积分结果和保持值基本上为 0。

当如图 11F 所示，第四和第五脉冲信号  $P_c$  重叠基带分量  $W$  时，基带分量  $W$  在脉冲信号  $P_c$  的高电平周期被积分，并且积分结果  $H_1$  和  $H_2$  被保持。在这种方式中，利用 A/D 转换器 39 将保持值  $H_1$  和  $H_2$  转换为数字值，并且该被转换的数字值按如图 11G 所示的方式被输出到信号处理器部分 40。

信号处理器部分 40 基于这些保持值  $H_1$  和  $H_2$  检测达到目标 1a 的距离和所述目标的大小。

即，当已经输入等于或大于预定电平的保持值  $H$  时，例如，信号处理器部分 40 按照在获得输入之前已经执行了多少采样检测直到目标 1a 的距离。

此外，在等于或大于预定电平的保持值  $H$  连续的情形，信号处理器部分 40 按照其连续数量检测目标 1a 的大小。

该检测信息被通知给控制部分 50。

当从信号处理器部分 40 通知的检测信息表明达到目标 1a 的距离短，并且反射波  $P_r$  的密度高时，则控制部分 50 减少接收机部分 30 的 LNA2 的增益，使得检测器电路 33 的输入电平在线性乘法器 35 的线性工作范围内。

在此情形中，控制部分 50 控制发射机部分 21 的功率放大器 25 的增益以便若必要就降低。

在这种方式中，在下一个探测期间，在接收机 30 的检测器电路 33 中检测更精确的基带分量  $W$ 。

此外，在从信号处理器部分 40 通知的检测信息指示需要分析来自探测空间 1 的远侧端附近的微弱反射波  $P_r$  的情形中，控制部分 50 控制发射机部分 21 的功率放大器 25 的增益，以便被增加。

在这种方式中，在下一个探测期间，在接收机部分 30 的检测器电路 33 中检测更精确的基带分量  $W$ 。

此外，控制部分 50 作出控制，以便通过按照探测空间 1 的状态、目标 1a 的大小等适当地改变采样保持电路 37 的积分时间  $T_c$  获得必要的探测信息。

在此情形中，尽管控制部分 50 为了在排除仅仅在相对于发射机部分 21 辐射短程波  $P_t$  的周期停止供电作出控制，但是该控制部分全然不对接收机部分 30 作如此的控制。

因此，正如前面所述，在与所述探测范围相对应的时间间隔是 100 ns 并且短程波  $P_t$  的辐射周期  $T_g$  是 10  $\mu$ s 的情形中，实际上仅仅该周期  $T_g$  的 1/100 被利用。

因此，在残余的周期(即在该周期  $T_g$  的大约 99/100)期间，由控制部分 50 停止给接收机部分 30 的电源，并且由此可以进一步降低功耗。

此外，例如，在等于或大于预定电平的保持输出  $H$  无法由 100 个短程波  $P_t$  的辐射获得的情形，信号处理器部分 40 判断在所述探测范围没有目标成为障碍物，并且将该事实通知给控制部分 50。

接收该通知的控制部分 50 对于预定周期(例如 1ms)停止给发射机部分 21 和接收机部分 30 的电源；在该预定时间过去之后重启电源；并且对重复如上所述的探测操作作出控制。

通过利用控制部分 50 控制给发射机部分 21 和接收机部分 30 的电源，整个短程雷达的功耗可以被显著地减少并且可以驱动电池。

以这种方式提供便携式雷达是可能的。

在前面的描述中，在采样保持电路 37 中，当积分定时在短的积分时间内移动时，进行探测。

因此，例如，在探测的初始阶段，积分时间被设置为与探测距离(即，它被设置为全程)相对应的时间间隔(例如，100ns)，由此通过一次短脉冲辐

射可快速地掌握目标存在或不存在。

### (第二实施例)

图 12 是描述根据本发明的短程雷达的第二实施例的实质性部分的配置的框图。

如上所述，在根据第一实施例的积分类型采样保持电路 37 中，由于泄漏发生电子放电，因此使得难以在长的时间周期内保持电压。

在这种情形中，如图 12 所示，多个采样保持电路，在该例子中，4 个采样保持电路 37A、37B、37C 和 37D 和 4 个 A/D 转换器 39A、39B、39C 和 39D 并联提供。

此外，例如，可以从脉冲产生器 38' 施加作为多个脉冲信号的  $P_c(t)$ 、 $P_c(t+T_e/4)$ 、 $P_c(t+T_e/2)$  和  $P_c(t+3T_e/4)$ ，其产生时间彼此不同，使得采样保持电路 37A、37B、37C 和 37D 每个在它们相对于检测器电路 33 的输出信号  $W$  的各个不同周期执行积分。

即，相对于上面的数字值的例子，整个积分时间  $T_e$  是 100ns，并且脉冲产生器 38' 提供 4 个脉冲信号  $P_c(t)$ 、 $P_c(t+25ns)$ 、 $P_c(t+50ns)$  和  $P_c(t+75ns)$  到每个采样保持电路 37A、37B、37C 和 37D，其宽度是 25ns(= $T_e/4$ )，并且它们中的每个被延迟 25 ns(= $T_e/4$ )。

接着，来自采样保持电路 37A、37B、37C 和 37D 的保持值  $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$  和  $H_d$  在分别利用 A/D 转换器 39A、39B、39C 和 39D 转换为数字值之后，可以被输出到信号处理器部分 40。

在此情形中，信号处理器部分 40 基于来自采样保持电路 37A、37B、37C 和 37D 的 4 个保持值  $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$  和  $H_d$  中的至少一个分析是否目标 1a 存在于探测空间 1。

即使在此分析期间，首先的 3 个保持值  $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$  由于由泄漏引起的电子放电而无法从 4 个保持值  $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$  和  $H_d$  中区别，信号处理器部分 40 也可以基于紧接随后的第四个保持值  $H_d$  分析在所述探测空间 1 是否存在目标 1a。

### (第三实施例)

图 13 是描述根据本发明的短程雷达的第三实施例的实质性部分的配置的框图。

在图 13 中，具有根据如图 1 所示的第一实施例的短程雷达的配置的相

同组成元件用相同的标号指定。在此省略重复描述。

如上所述，与用于脉冲雷达的传统的正交型检测器电路不同，在根据本发明的短程雷达中，线性乘法器 35 用在检测器电路 33，由此不需要使用局部信号。因此，在如图 13 所示的分集 (diversity) 系统的短脉冲雷达 20' 可以很容易地提供。

在该短脉冲雷达 20' 中，相对于一个接收机部分 21、一个信号处理器部分 40 和一个控制部分 50，提供了在各自接收机天线 31a 和 31b 彼此间隔预定距离的状态中被分配的两对接收机部分 30A 和 30B 以及两对 A/D 转换器 39A 和 39B。

接着，相对于在不同方向上从目标 1a 反射的两反射波  $P_r$  和  $P_r'$  的信号，接收机部分 30A 和 30B 每个都以在根据如图 1 所示的第一实施例的接收机部分 30 中相同的方式，施加使用线性乘法器 35 的检测处理和使用采样保持电路 37 的检测处理。而且利用 A/D 转换器 39A 和 39B 中每个将这两个输出  $H_a$  和  $H_b$  转换为数字信号，接着利用信号处理器部分 40 检测在两个反射波  $P_r$  和  $P_r'$  之间的延迟时间差，由此使得可能抓住目标 1a 的方向、移动方向等。

因此，甚至在提供了多个接收机部分 30A、30A 的情形中，和根据如图 1 所示的第一实施例的接收机部分 30 一样，不需要本地信号线缆敷设线路或屏蔽。而且，利用分别包括独立的线性乘法器 35 的检测器电路 33 可以执行检测，因此，短程雷达的设备设计变得很容易。

因此，如上所述，按照本发明，可以提供短程雷达及其控制方法，其解决了与传统的技术有关的问题，并且其尺寸小功耗低，以至于在 UWB 中可用。

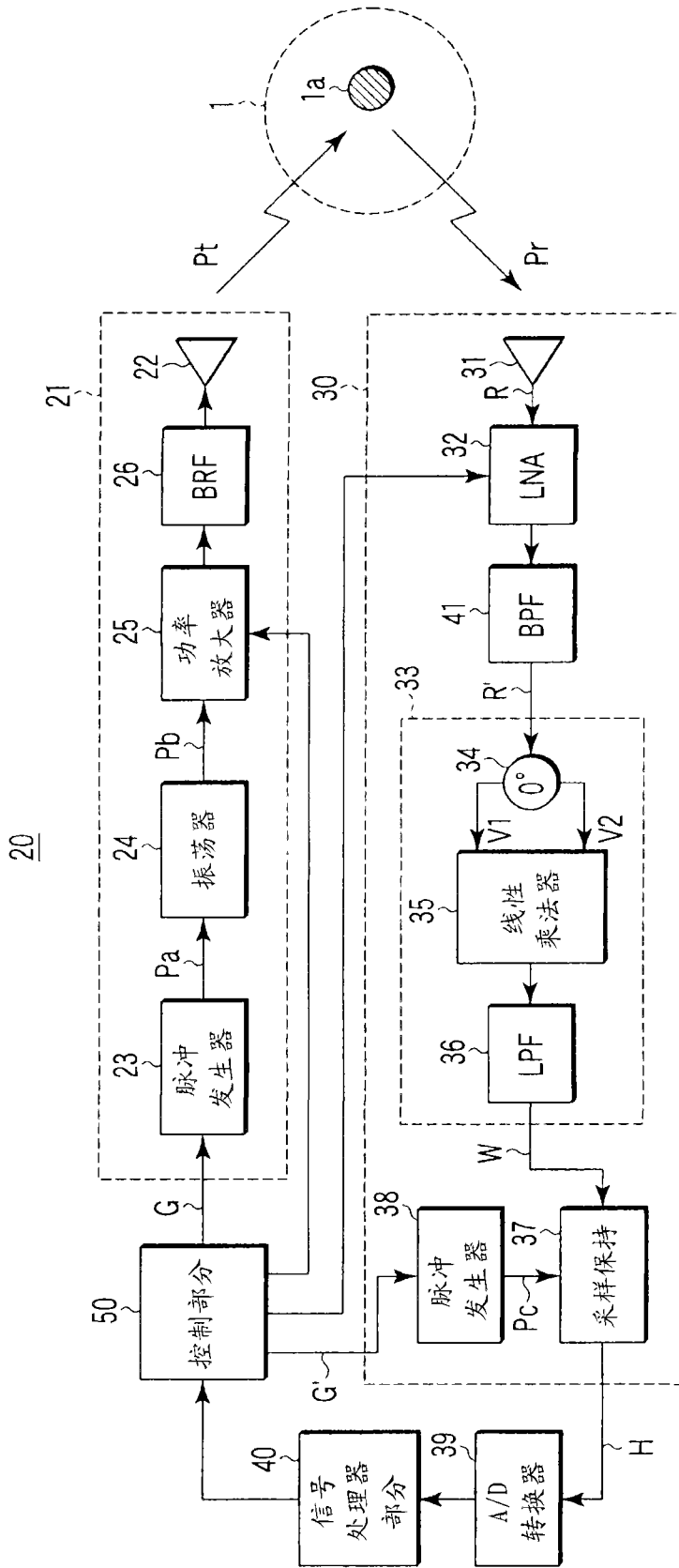


图 1

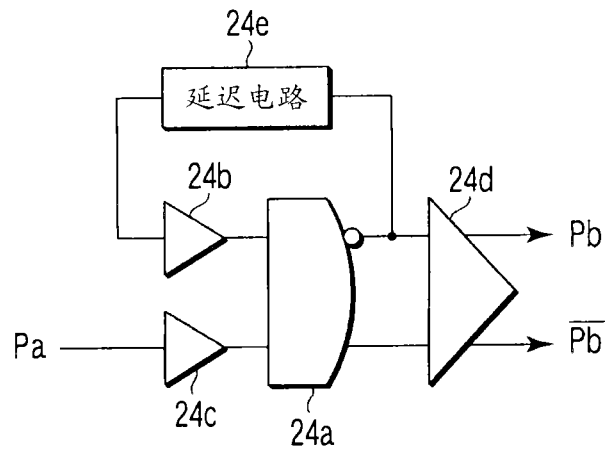


图 2

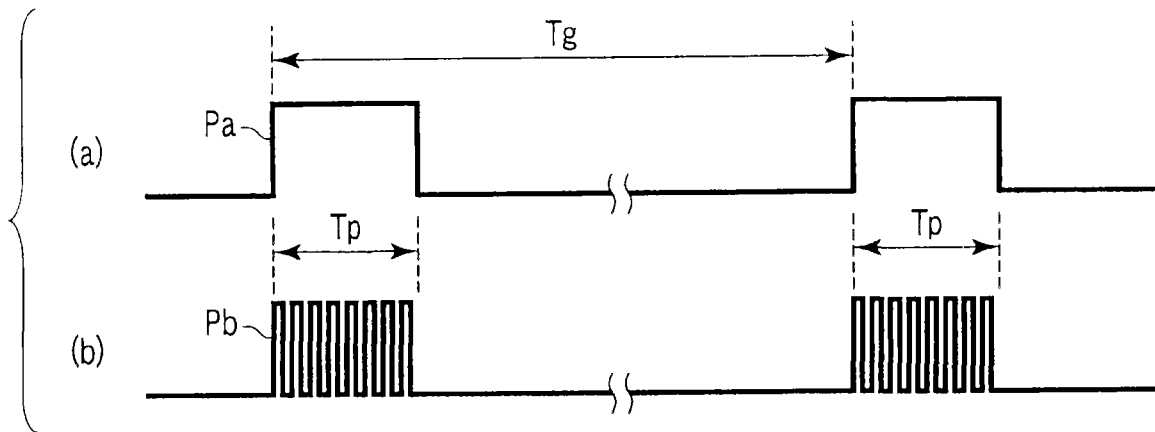


图 3

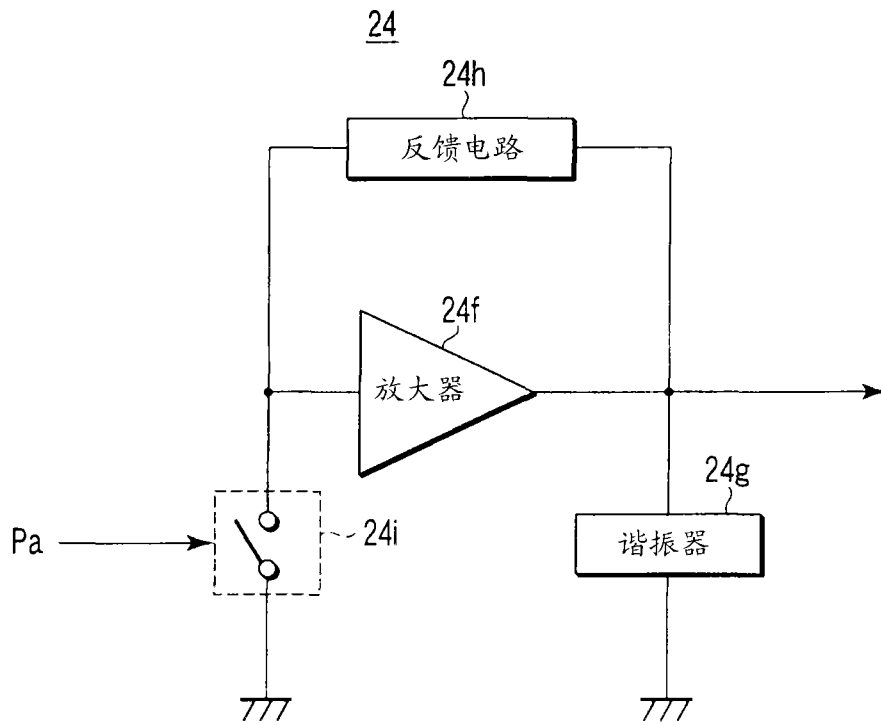


图 4

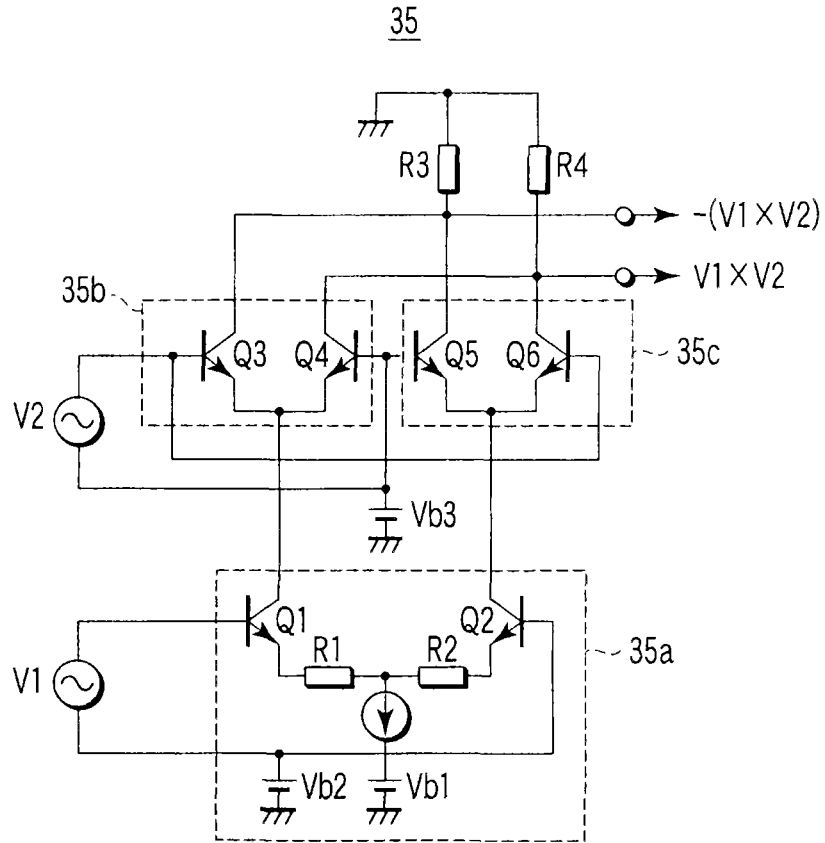


图 5A

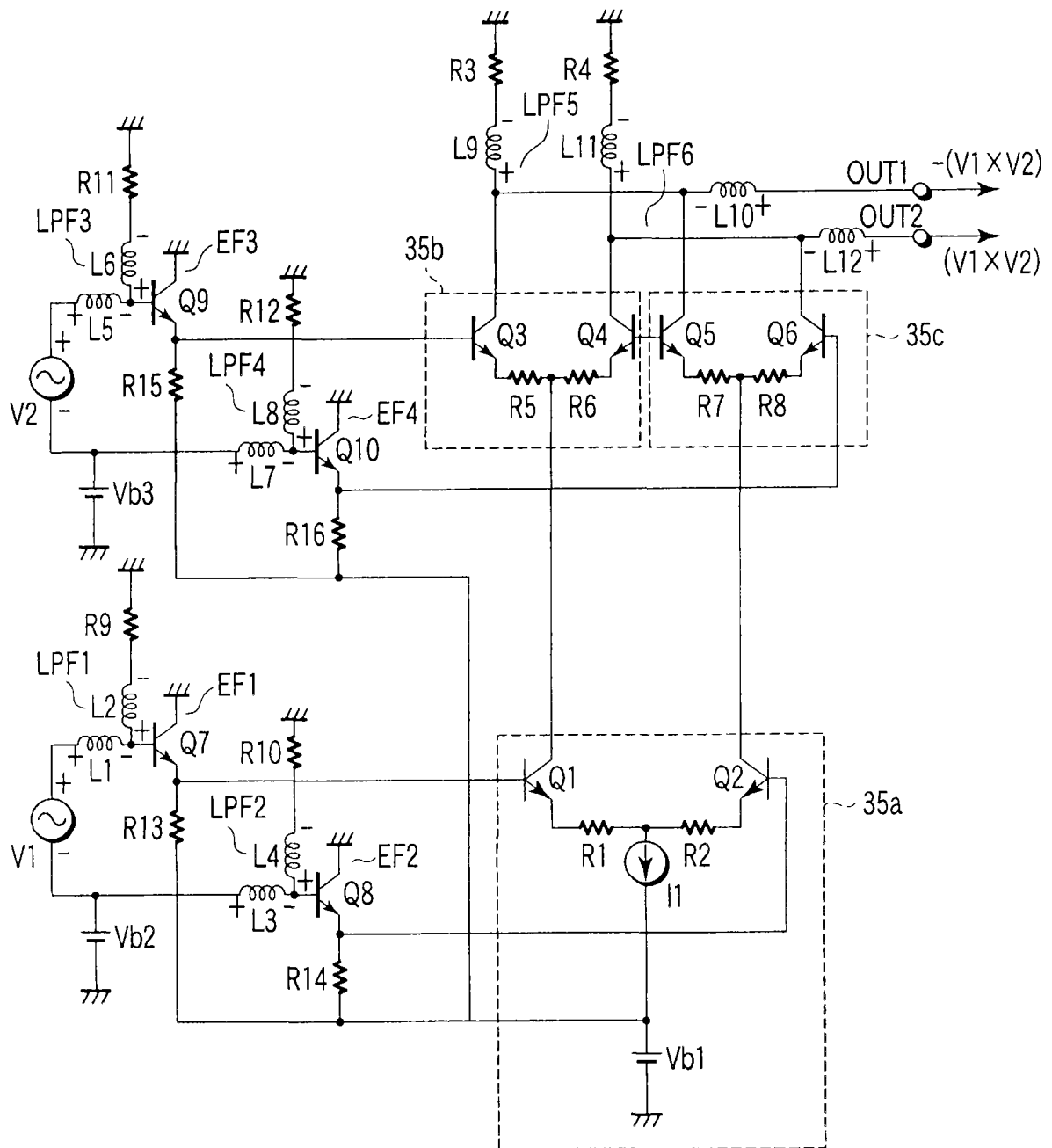


图 5B

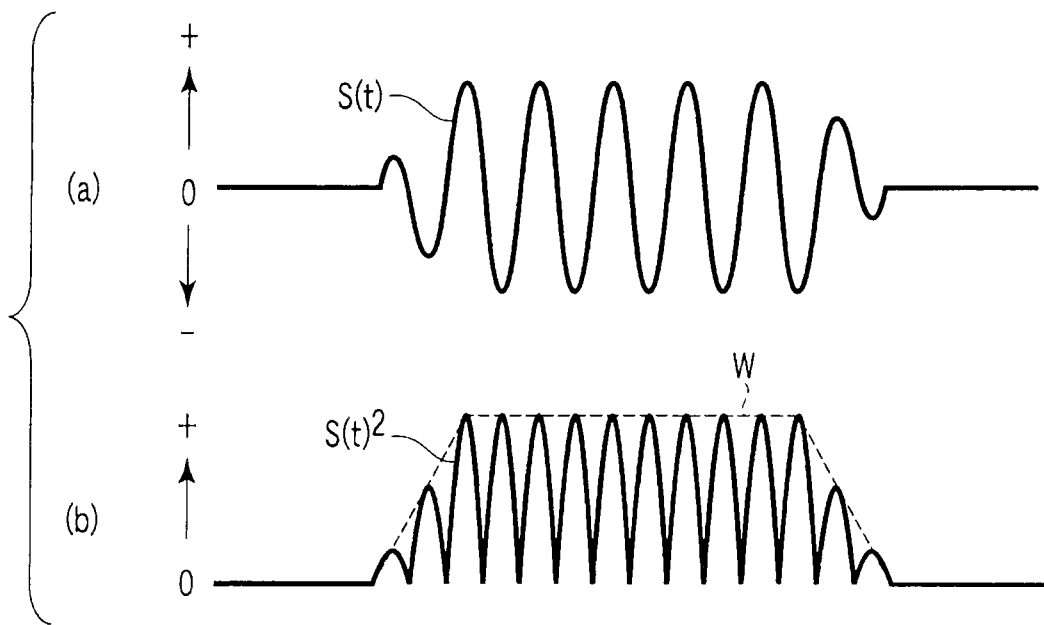


图 6

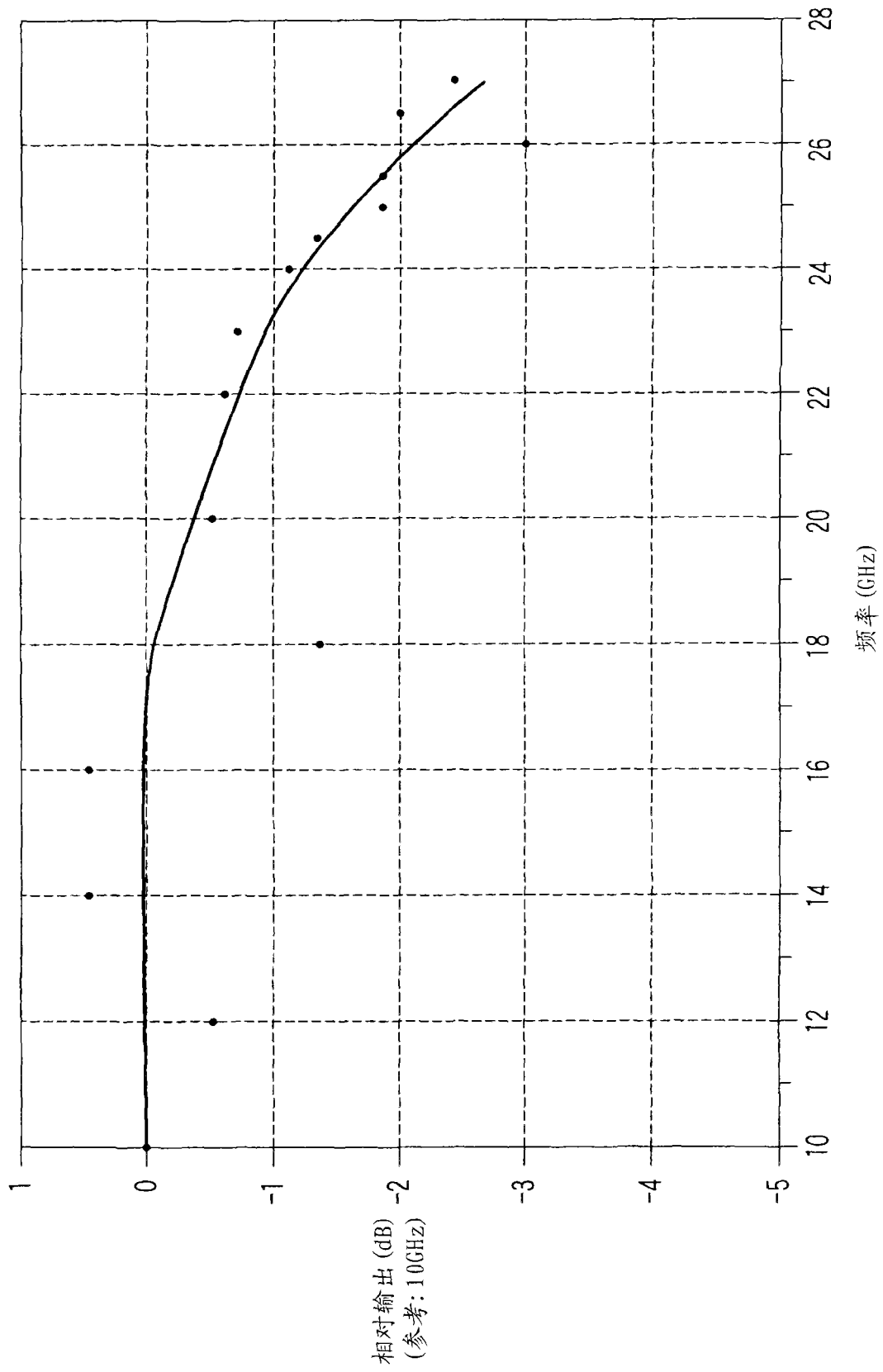


图 7

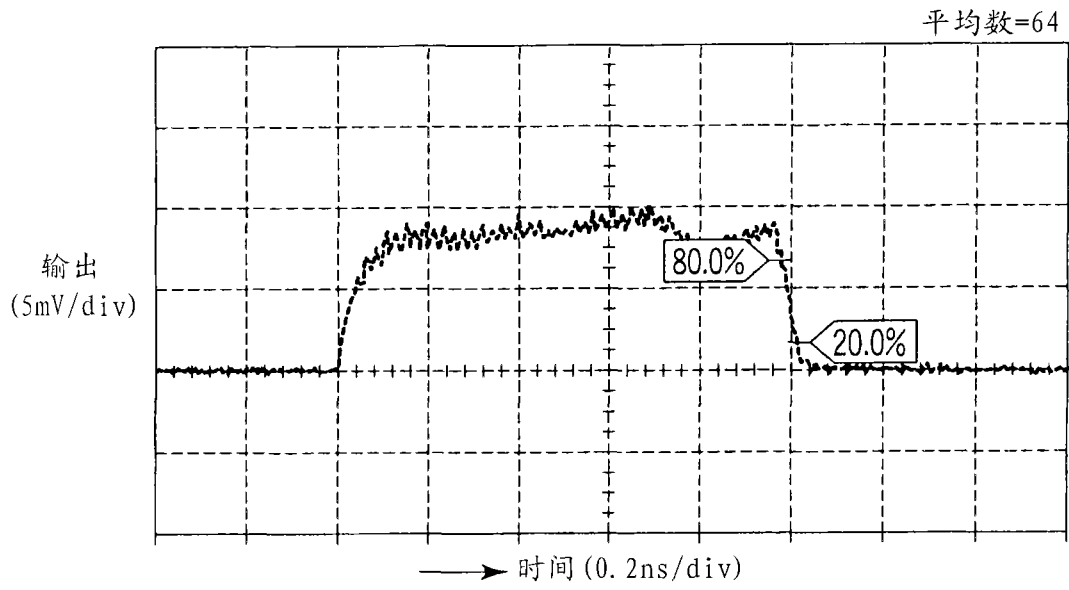


图 8

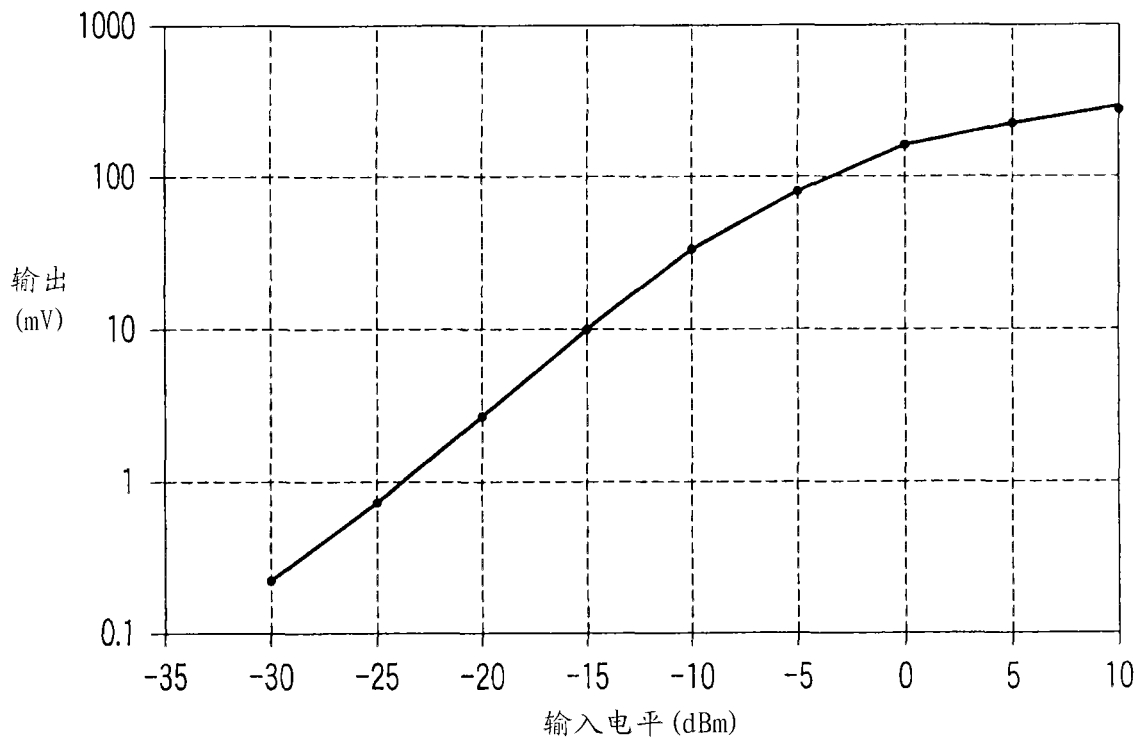


图 9

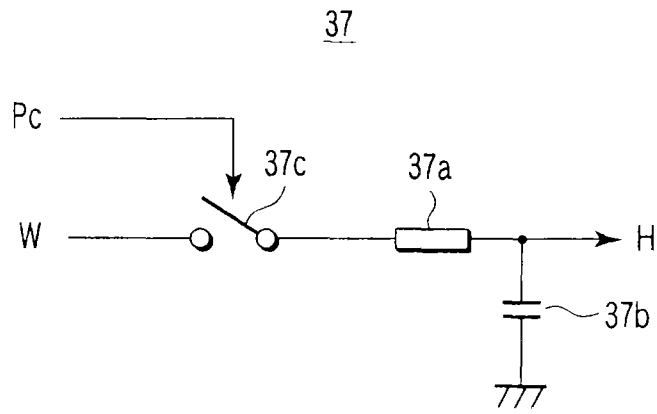


图 10

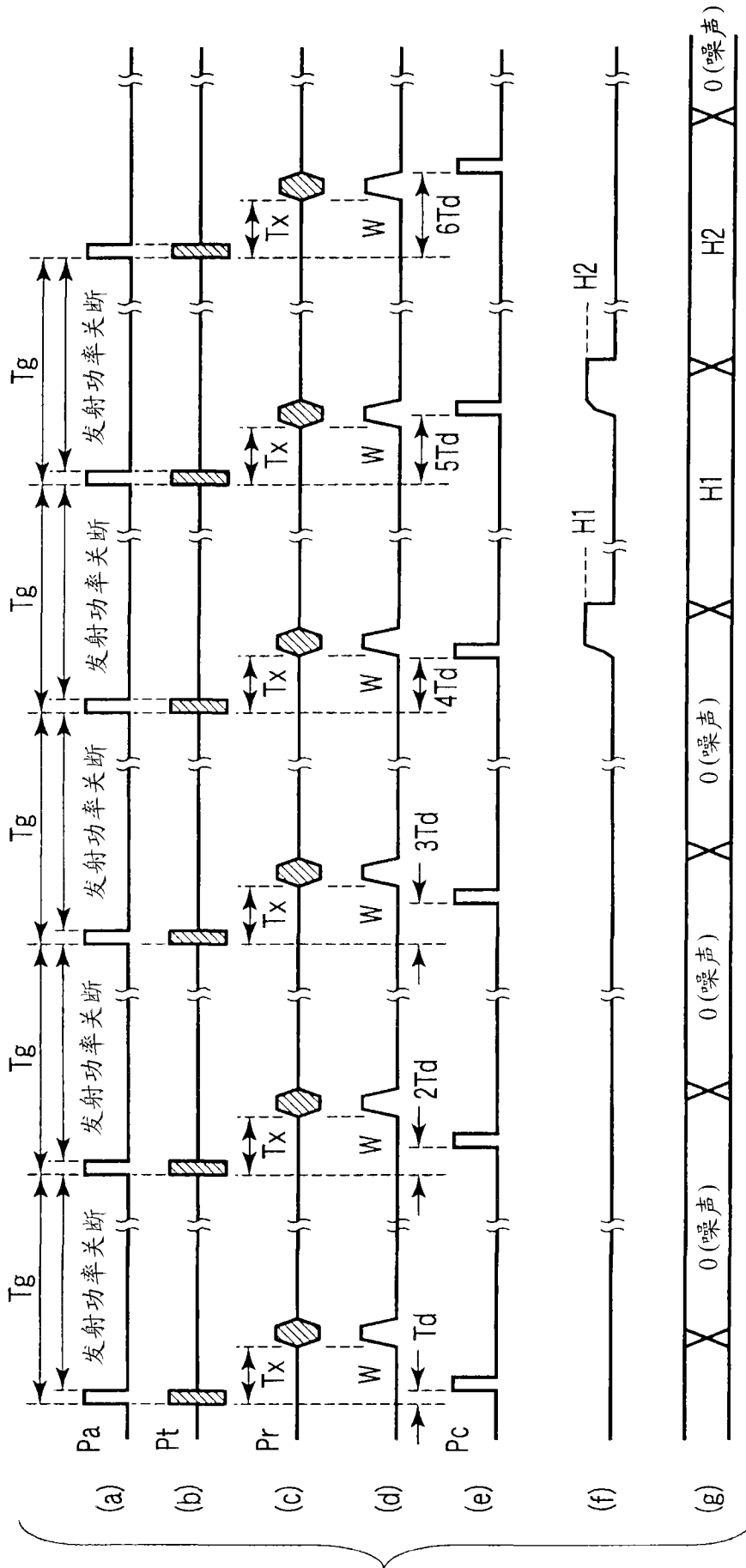


图 11

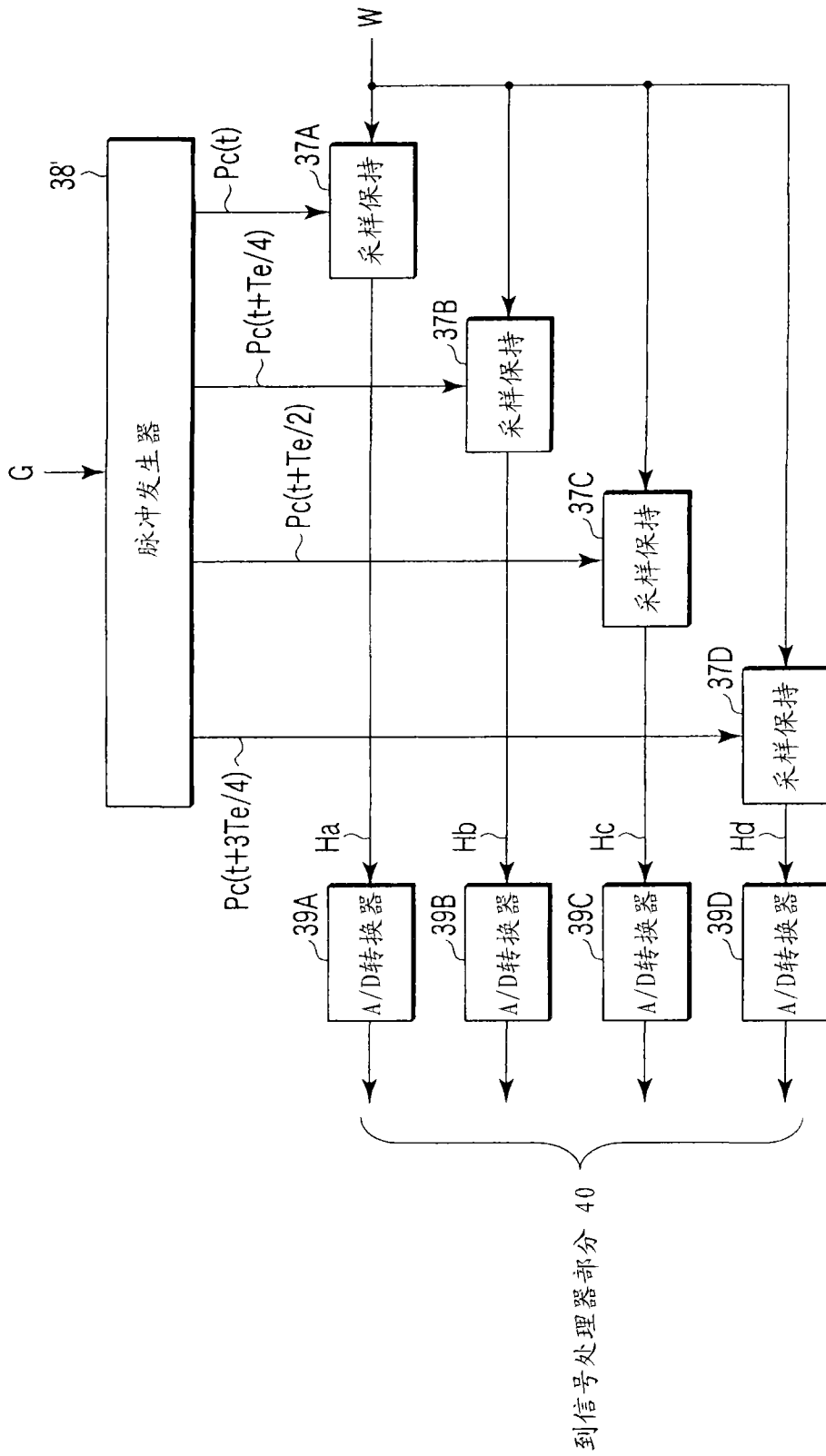


图 12

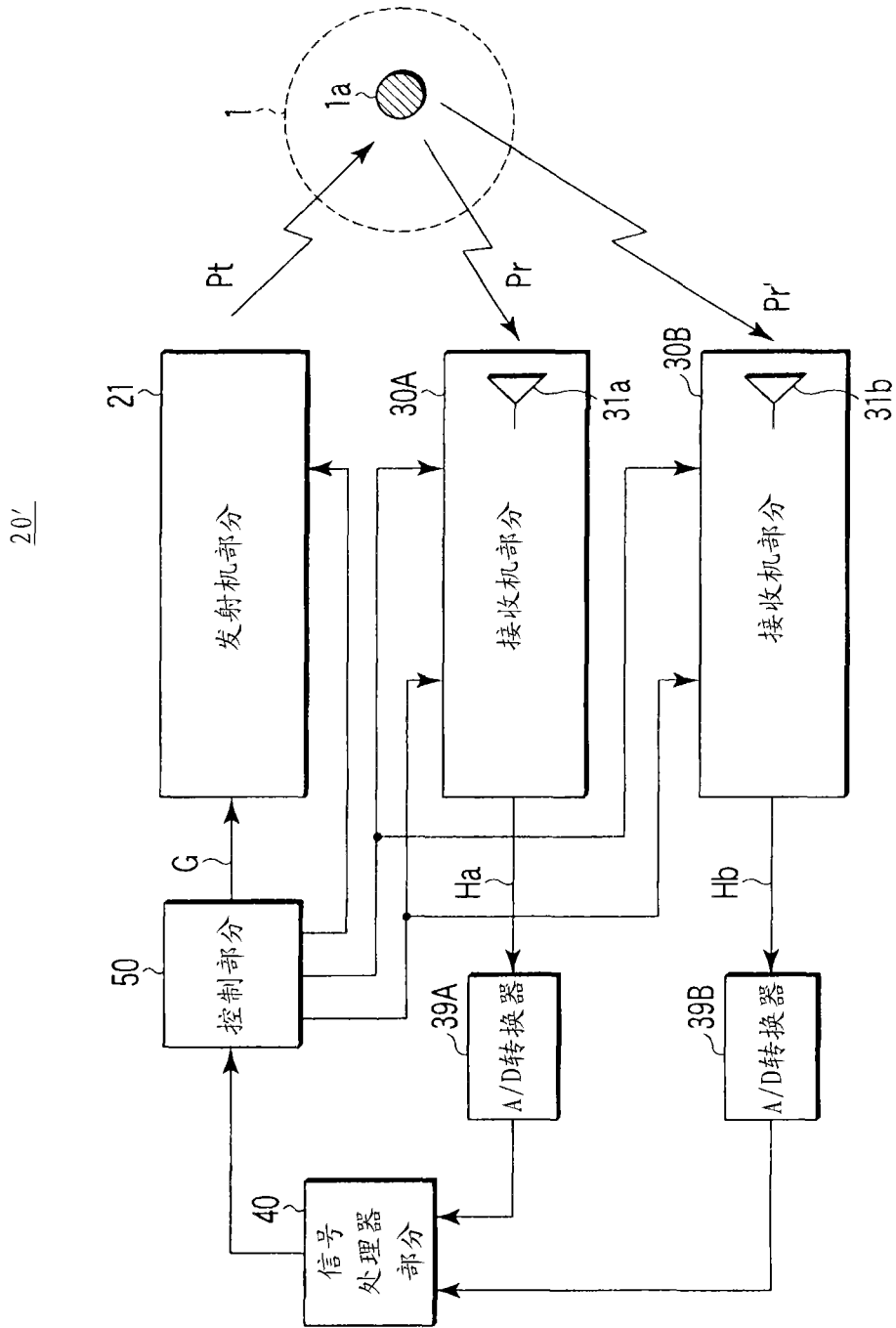


图 13

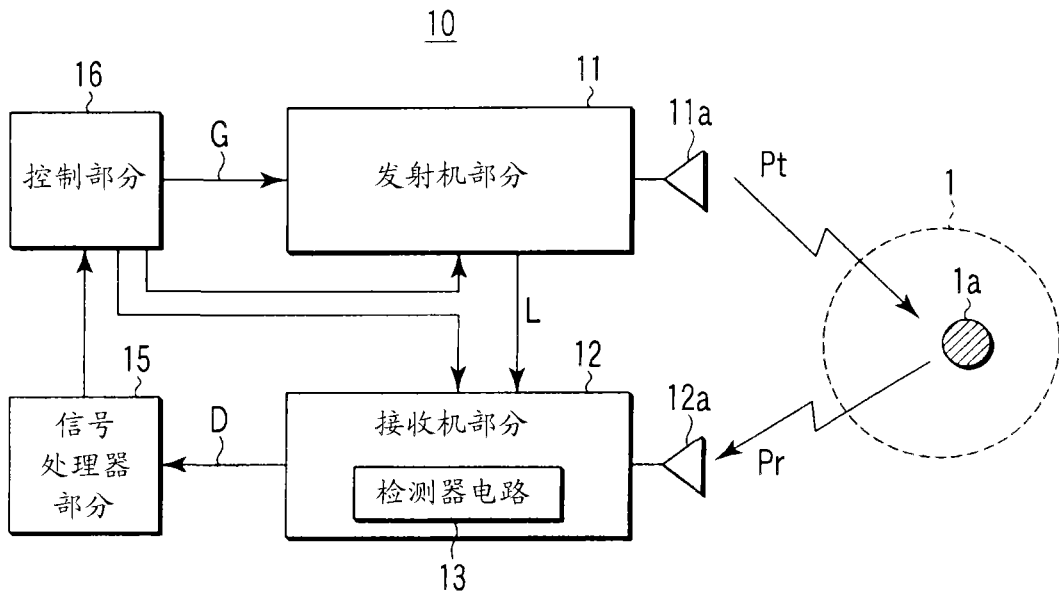


图 14

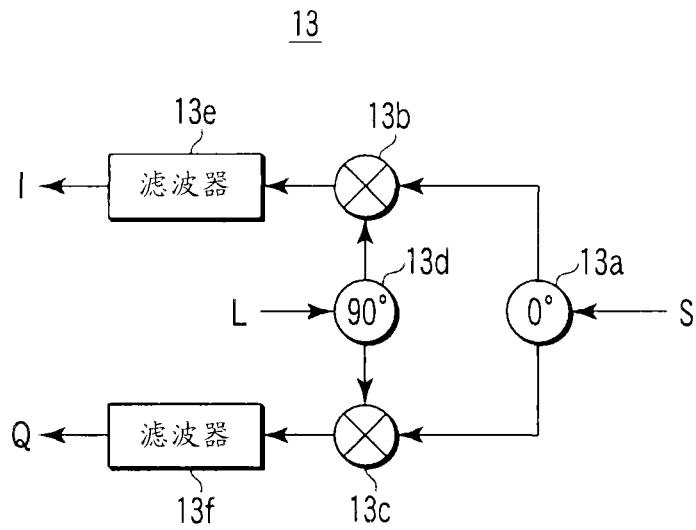


图 15

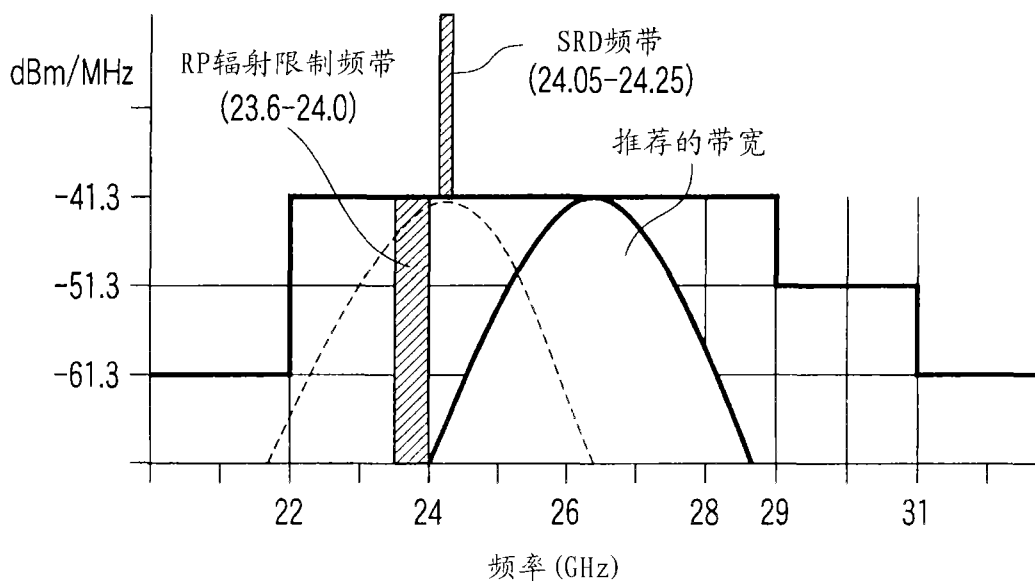


图 16