[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
G01S 13/56 G01S 7/41

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95191869.9

[45]授权公告日 2002 年 11 月 13 日

[11]授权公告号 CN 1094199C

[22]申请日 1995.1.20 [21]申请号 95191869.9
[30]优先权
[32]1994.1.20 [33]DE [31]G9400950.3U
[86]国际申请 PCT/DE95/00062 1995.1.20
[87]国际公布 WO95/20170 德 1995.7.27
[85]进入国家阶段日期 1996.8.29
[73]专利权人 克安全和特种电子技术股份有限公司
地址 联邦德国哈弗尔
[72]发明人 哥德·朱根·施密特
[56]参考文献
US 4958638 1990. 9.25 A61B5/02
审查员 郭 雯

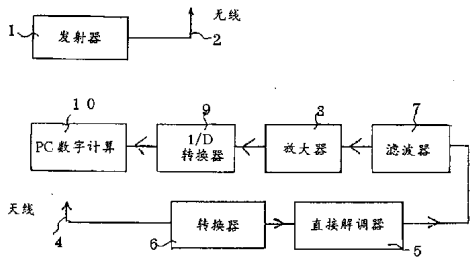
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 李 强

权利要求书 2 页 说明书 18 页 附图 16 页

[54]发明名称 探测活物体的方法和装置

[57]摘要

用于感测活生物体,特别是用于感测活人体的方法和装置,利用电磁信号和一个用于该电磁信号的接收机。生命机能的检测可以允许发现被埋的人,并且监测者可以将与死人区分开,因此,节省宝贵的时间,本发明也适用于监视建筑物或者用于感测病人的生命机能,用于电磁信号的接收机(3)具有一个从电磁信号中提取活生物体的频率成分特征的机构。



ISSN1008-4274

1.借助电磁信号和一个电磁信号接收器机构用于探测活物体尤其是用于探测活人身体的装置，其中电磁信号接收器机构(3)包括一个用于从电磁信号中得出表征活物体的频率成分的机构，其特征在于接收器机构(3)包括一个直接解调器(5)，所述直接解调器(5)包括一个具有非线性电流/电压特性的元件，该元件被作为用于所述频率成分的解调的频率选择元件。

2. 如权利要求 1 所述的装置，其特征在于直接解调器直接从所接收的电磁信号解调出表征活物体的频率成分。

3. 如权利要求 2 所述的装置，其特征在于直接解调器(5)包括作为频率选择元件的一个二极管、一个双极型或场效应晶体管。

4. 如权利要求 1 到 3 之一所述的装置，其特征在于接收器机构(3)包括一个频率转换机构连接到解调器(5)的输入端。

5. 如权利要求 1 到 3 之一所述的装置，其特征在于装置包括一个用于以固定频率发射电磁载波信号的发射机构(1)。

6. 如权利要求 5 所述的装置，其特征在于载波信号在一个大约一个 MHz 到大约一个 THz 的频率范围内。

7. 如权利要求 1 到 3 之一所述的装置，其特征在于用于求出表征活物体的频率成分的机构包括一个滤波器机构(7)、一个抽样机构、一个 A/D 转换器(6)以及一个用于频谱分析的计算机构(10)。

8. 如权利要求 7 提出的装置，其特征在于滤波器机构(7)包括至少一个模拟抽样滤波器。

9. 如权利要求 8 所述的装置，其特征在于抽样滤波器在抽样操作之前和在 A/D 转换操作之前朝高频方向限制电磁信号的带宽。

10. 如权利要求 1 到 3 之一所述的装置，其特征在于数字计算运算的上游信号路径中的所有电子部件、包括其电压电源都装在一个可移动的手提箱内。

11. 如权利要求 1 到 3 之一所述的装置，其特征在于数字计算运

算的上游信号路径中的所有电子部件，包括其电压电源均安装在装配好的矩形固定式机箱里。

12. 一种借助接收电磁信号探测活物体尤其是探测活人身体的方法，其中表征活物体的频率成分系由所接收的电磁信号中求出，其特征在于所接收的电磁信号利用具有非线性电流/电压特性的一个元件而被直接解调。

13. 如权利要求 12 所述的方法，其特征在于所接收的电磁信号被转换为中频。

14. 如权利要求 12 和 13 之一所述的装置，其特征在于所接收的信号被用模拟方法限制高频和低频。

15. 权利要求 12 和 13 之一所述的方法，其特征在于所接收的电磁信号在滤波操作之后被抽样并转换成数字信号。

16. 权利要求 15 提出的方法，其特征在于数字信号在时域里与视窗函数褶积，并与接收机的反转换函数褶积。

17. 权利要求 14 所述的方法，其特征在于数字信号在对它计算之前由时域变换为频域并表示成一个输出信号。

18. 权利要求 17 所述的方法，其特征在于已变换的信号在大约 0.01Hz 至 10Hz 左右（最好是大约 0.02Hz 至 3Hz 左右）的范围内受到分析，以得出表征活物体的心脏/或呼吸活动的频率成分。

19. 使用权利要求 1 到 18 提出的装置和/或方法在关押和拘留场所用于监视同居人的状况。

20. 使用权利要求 1 到 18 提出的装置和/或方法用于目标监视和/或保护其中有关人员的安全。

21. 使用权利要求 1 到 18 提出的装置和/或方法用于在大灾难保护尤其是地震、塌方、雪崩、房屋倒塌和/或火灾中探测和确定活物体的位置。

探测活物体的方法和装置

本发明涉及一种用于活体探测的装置以及一种用于活体探测的方法以及该方法和/或装置的使用。

在下文的叙述中，对活物体尤其是活人身体的探测用于表示探测出处于活着状态的物体的存在。这类探测例如说当搜寻由于自然大灾难而被掩埋的幸存人员时或者在和被埋人员既无视觉又无听觉联系的事故情形下具有重要意义。由于幸存时间有限，迫切的重要性就在于立即探出是否仍然有幸存活着的人员并在确定其位置后营救这些人员。名词“确定位置”在下文叙述中表示确定活物体所在的地点。

为了探出或确定被埋的幸存人员位置，以前使用的方法和装置一般不能将被埋的幸存人员（仍然活着的人员）与死人区分开。

使用搜索犬仅在有限时间的程度上才有可能，经验表明，高度集中精力工作的动物在两三个小时之后，需要一个会造成搜索中断的长时间的恢复期。此外，由于嗅觉是动物考虑的主要根据，它们就不可能只搜索仍然活着的人员，因此宝贵的时间常常丧失于营救死人之中，时间不再能够有效地用于营救仍然活着的人员。

用于拾取生命迹象或敲击信号的监听机构对于失去知觉的人们不起作用。而且，由于声音在瓦砾堆中反射的关系，无误差定位常常不可能。

为了获得在崩塌事故后的改进的定位，人们知道在身体上携带发射器的装置，能够在人员被埋幸存时，根据所发出的电磁辐射波实现定位。但是，这种装置不可能对携带者得出有关生命机能的任何结论，并且一般不适用于突然事故的情形以及人们由于自然大灾难被埋幸存时的情形。

因而，需要有探测活物体尤其是活人身体的改进的设备和方法。以便能够以更快的更有目标的方式恰当地营救活着的人们。

本发明的目的，是提供一种借助电磁信号和一个电磁信号接收器机构用于探测活物体尤其是用于探测活人身体的装置，其中电磁信号接收器机构包括一个用于从电磁信号中得出表征活物体的频率成分的机构，其特征在于接收器机构包括一个直接解调器，所述直接解调器包括一个具有非线性电流/电压特性的元件，该元件被作为用于所述频率成分的解调的频率选择元件。本发明的目的还包括提供一种活体探测方法，特别是通过接收电磁信号探测活的人体的方法，它避免了上述缺点，并提供了所希望的改进的营救方案。

这个目的是通过一种活体探测装置而实现的，该装置是借助电磁信号和一个电磁信号接收器机构用于探测活物体尤其是用于探测活人身体的装置，其中电磁信号接收器机构包括一个用于从电磁信号中得出表征活物体的频率成分的机构，其特征在于接收器机构包括一个直接解调器，所述直接解调器包括一个具有非线性电流/电压特性的元件，该元件被作为用于所述频率成分的解调的频率选择元件。此外，该目的是借助一种活体探测方法而实现的，该方法 的 特征在于数字计算运算的上游信号路径中的所有电子部件，包括其电压电源均安装在装配好的矩形固定式机箱里。

本方法和装置的另外的优越的结构和运用在所附各权利要求中提出。

发明人发现，活物体因而也包括活人的身体都通过其心跳和呼吸活动甚至越过相当长的距离令人惊奇地普遍影响高频信号。由于在失去知觉的人们身上存在心跳和大多数情况下还有的呼吸活动，对于本发明来说，这些机能可被看作是存在生命的标志。

由于这些生命机能普遍发生在已知的频率范围内，人的心跳速率可从差不多 0.5 到 3.4Hz，（正常大约是 1 到 2Hz），呼吸可分布在 0.1 和 1.5Hz之间，这就确定了明显不同于其它活动物（例如现场常用的搜索犬）的特征频率范围。

0.01 至 10Hz 的频率范围看来好象总能包括在物体的生命机能方面所感兴趣的各个频率。

可以证明，电磁辐射波穿过活人身体时，活人身体便将一个上述频率的可检测的相位调制作用施加到该辐射波上。因而在单频辐射的情形，该辐射波包括电磁载波信号的边带，大体上相对于发射的基频偏移前述各频率。

令人惊奇的现实是：甚至不需要发射出发射功率，仅将接收机机构和用于获得表征活物体的频率成分的装置合起来就能够提供所需要的识别作用。

这意味着活物体的存在（至少在接收机机构附近）已经产生出上述频率范围内的可检测的信号成分，而不需要使用载波信号进行穿越性辐射。

另外，可以根据所接收并经处理的信号，提供有关已被定出位置的人员数目信息。为此，根据不同人的心跳和呼吸频率特性曲线不同，运用了生物学种类的特异性的原理。但是，当人数在四个以

上时，一般不再可能通过对相应频率的频率叠加清楚地得出差异性。于是，人数在此数目以上时，仅能提供信息：“至少存在四个人”

使用电磁信号接收装置和获取表征活物体的频率成分的装置，本发明人不需要额外的发射信号就已经能够可靠探测3米以上距离或者说接近一座大楼的楼层距离之处的活物体。

在本发明最简单的实施例中，下文以二极管直接接收器接收表征活物体的频率成分的形式叙述的直接解调器就已经足够了。

此外，稍后要使用发射机实施对探测区的穿越性辐射，接收所反射的、发射的或散射的辐射波，从中找出提供证明存在活物体的频率成分。

为了透过密实的瓦砾堆仍然能甚至在某个距离处接收到电磁辐射波，使用几百兆赫到10吉赫的电磁辐射频率以确保一个高的穿透深度。

辐射波经受相位调制，给高频载波信号加上了偏移几个赫兹的边带。使用常规的接收方法，检测如此靠在一起的频率边带需要频移小于10^{-12}的短期稳定振荡器，这向来被认为不可能达到费用合理。这一问题还因接收信号功率的低电平而变得更为尖锐。

下文中讨论所附权利要求书中叙述的诸实施例的一些优点。

通过一个具有空间特性的接收天线使得由探测到定位的过渡成为可能，为了最佳匹配空间搜索区，接收天线具有尽可能小的副瓣或侧瓣，一个大的前向瓣，以及一个尽可能小的后向瓣。

使用已知的相位调制器初看起来好像是显然的。零拍法、外差法和PLL（锁相环路）法以及本地振荡电路的脉冲波前激励都是著名的方法。但是，已经发现，上述各方法没有一个能提供出对便携式使用时费用合理以及对固定式使用费用具有竞争力的理想结构。只用一个直接解调器有可能从已调频率中分离出调制频率来，这能导致理想的结果。但是可以设想只要使用装置费用适当并改进线路设计，前述诸方法均可根据本发明运用。

使用一个带非线线性电流/电压特性的元件作频率选择元件，

就有可能提供对所感兴趣的频率的解调。一只二极管、一只双极型或者一只场效应晶体管都可能被成功地用作带有非线性特性的元件。

这些元件既可廉价得到，对其使用也不苛刻。这些元件的最佳工作范围从大约 100MHz 至 200MHz，可以通过一个连接到解调器输入端的频率转换机构用于更高的接收频率。虽然频率转换机构将时域的相当失真加到信号上，但它只添加了少许一点点的附加噪声。

可以用发射机构发射一个固定频率的载波信号来提升被接收的信号，但必须极度注意载波频率的稳定性，以排除在所感兴趣的频率范围内的不良调制效应，带高质量振荡器电路的简单晶体稳定模拟发射电路令人惊奇地显示出，在经过适当的暂态过渡或建立时间之后，是一个适用的振荡器。

当使用具有定向特性的发射天线时，得到一种交叉定位效果，与接收天线合在一起，就有可能不仅在空间方向上而且在规定的三维空间区域内进行定位。

定位作用可成功地用于各向同性的瓦砾堆或自由环境中。这样，根据本发明的方法和装置也可用于目标监视和/或保卫。在本叙述的稍后一点，具体的实施例示出便携式和固定式两种监视装置。

使用不同于高频数字滤波器的模拟取样滤波器，没有显示出任何有害的额外频率成分，并极为紧要地帮助了所得信号的质量。附加的不良信号成分，例如噪声和叠加的干扰通过在取样操作之前和在对高频的 A/D 转换之前限制电磁信号的带宽而防止。

使用模拟高通滤波器防止相对于发射振荡器和内部结构部件的频率相关 1/f 噪声的低频成分也很重要。

根据本发明的装置以及根据本发明的方法的出乎预料的良好工作也使得它有可能运用到其它领域。

处于自杀危险之中的人可在精神病院或在拘留地点被监控起来，而不需要看管他们的人员不停地察看。

下文中参照附图通过作为例子给出的实施例详细叙述本发明，在附图中：

图1是根据本发明的装置的实施例主要部件的示意图；

图2是根据本发明的装置的简单实施例及其主要部件的示意图；

图3是计算链的结构示意图；

图4和4a示出实施处理步骤的流程图；

图5和6是用根据本发明的装置所检测的电磁信号与表征活物体的频率成分的频谱表示；

图7示出一个没有用转换器连接其输入端的二极管直接接收器；

图8a示出一个模拟式高通滤波器和一个低通滤波器形式的防混淆滤波器的电路图；

图8b示出一个电压对称化的电路图；

图9是一个关于图11至14的轮廓图示，说明根据本发明的可移动的第二实施例；

图10是一个关于图15至17的轮廓图示，说明根据本发明的第三实施例被固定地安装在一个矩形容器或机箱内；

图11示出根据本发明第二实施例的操作面板（由上方看）；

图12是在图14中沿直线A－A所取的剖面视图；

图13是在图14中沿直线B－B所取的剖面视图；

图14是在图12中沿直线C－C所取的剖面视图；

图15是根据本发明的第三实施例在图16中沿直线F－F的剖面视图；

图16是根据本发明的第三实施例在图17的沿直线D－D的剖面视图；以及

图17是根据本发明第三实施例在图16中沿直线E－E的剖面视图。

下文中首先更一般地叙述本发明，然后非常详细地参照各个实施例来叙述。

图1示出一种具有发射器1和发射天线2的装置，以固定的频率（最好是在大约100MHz至10GHz的范围内）发射。

发射天线2最好具有波瓣形的定向特性。发射器1和天线2采用便携部件的形式还是固定安装的形式，视本发明的相应实施例而定。接收器机构用标号3总体标出，并在图2中示出一个较简单的实施例，接收器机构包括一个接收天线4连接到直接解调器5，后者由接收的电磁信号解调出表征活物体的频率成分。解调作用以相位或频率解调的形式进行，并且在直接解调器5的输出端就已经提供所需的频率成分。

与图7所示的直接解调器的实施例相比，它还可包括一个产生双倍压或多倍压有用信号的著名整流电桥。

在另外的结构中，接收机构3包括一个连接解调器5输入端的频率转换机构6，它作为一个转换器将差不多200兆赫至1太赫以上的已接收信号转换到直接解调器5具有增强接收功率的频率范围。当使用二极管、双极型或场效应晶体管时，适用的向下转换的最佳工作范围大约为100KHz至200MHz。

连接直接解调器输出端的是滤波器机构7，用于在抽样操作之前（在模/数转换操作之前）滤除不良的信号成分，朝高频方向限制电磁信号带宽。滤波器机构7也朝低频方向限制带宽。连接滤波器7的输出端的放大器8提高接收信号的电压或接收信号的另一形式－电流，并将它输出供模/数转换器9抽样。

在模/数转换之后，表征活物体的频率成分由计算机机构进行频谱分析处理并用频谱的方法表示。这样，表征活物体的频率成分的强度就给出有关被探测的人体存在生命机能的信息。

就时间计算信号的结果，为了消除数字信号的失真，要求出数字信号与接收机构3的反转换函数的褶积或卷积。

由于可靠检测这些信号极为困难，下文将在二极管直接接收器的基础上叙述使用非线性元件的直接接收器。

二极管直接接收器

反射的信号都是经相位或频率调制过的。用通常的FM（调

频）和 PM（调相）接收方法不可能检出调制信号或者说仅在极困难的情况下有可能检出。为了能把 0.2Hz 的相位调制信号检出来，就需要例如使用频率 10GHz 精度达到 0.2±0.02Hz、频移小于 10^{-12} 的短期稳定同步振荡器。这从技术观点来看似乎从来没有达到过。

因而，找到了一条直接检测所接收的信号的调制信号的方法。

适合这个用途的是例如具有基本上恰好是平方律特性的元件；尤其是场效应晶体管、具有指数特性（可用分段的方式逼近平方律）的元件、二极管和晶体管。现在如果两个频率之和作为外加的接收电压施加到元件上，则产生出高次项。

如果有一个平方项，则在整流电流之外，还会出现一些差频。于是为了解调出由被探测的人反射的相位调制信号，常规的整流器已经令人惊奇地能够使用，而不用考虑频率特性方面的很高要求。

相位调制的信号施加在非线性特性元件上，产生正比于相位调制频率Ω且等于其倍数 K*Ω 的电流。考虑到解调原理，调制信号的曲线形状虽不是保持不变，但已经发现，对于根据本发明的大多数应用，曲线形状上的这些变化都不是关键性的，因为检测调制频率已足能满足这些应用。

在直接检测的情形，信噪比决定灵敏度极限。对于呼吸速率来说，得到 SN 值超过 46dB，而对于心跳速率，则在距离 3mm 处并使用大约 5mw 的振荡功率时得到 26dB 的数值。

假设心脏发射出球形波，则在发射功率和接收功率之间存在一个反比于距离平方的关系。因而，对于呼吸速率的幅度 U_A 对噪声 U_N 之比，或者心跳速率 U_H 对噪声之比，有可能估计出，使用 1W 的发射功率时的接收极限对于心跳则大约为 50m，对于呼吸的典型值为 160m。

高增益天线和低噪声元件能相应增加根据本发明的这些数值。这意味着，即使对于几米厚的土层，仍然可望有足够的接收信号用在定位操作中。

饱和电流 I_0 和温度电压特性都理想的二极管是硅功率二极管

1N4004，但由于高载流子层电容的关系，它作整流器的适用性在高频受限。其次是低信号硅二极管 1N4148，再次是肖特基硅二极管 BAT46，最后是两种锗二极管 AA116 和 AA144。

二极管直接接收器分别调整到 440MHz、1.3 GHz、2.4 GMHz、5.6 GHz 和 10 GHz。对于 5 个频率中的 4 个，接收天线被设计成带有一个二极管直接接收器：

440 MHz：半波偶极子，V=0.940,Z=60.5Ω 和 BAT46

1.3GHz：半波偶极子，V=0.906,Z=57.4Ω 和 BAT46

2.4GHz：半波偶极子，V=9.40,Z=60.5Ω 和 BAT46

5.6GHz：半波 线三元偶极子，V=0.73,Z=140Ω 和 BAT46

对于该接收器已经发现，灵敏度电平相对于 2.4GHz 接收器大为下降。在 10 GHz，不再可能检出可用的电压，以致 10 GHz 二极管直接接收器结构受到抛弃。现有的二极管在那种高频率不再显示出任何有用的整流作用。

由于根据本发明的信号可以被专家定为测量极限以下的等级，故而对使用的天线类型必须予以极大的注意。

天线

前后瓣比例必须做得尽可能大，为的是在定位过程中不要接收到与主发射方向成相反关系的关联信号。为此，副瓣也必须减到最小．因而，整个辐射图应当有一个尽可能窄的主瓣，且没有副瓣。

天线的输入阻抗可以且必须是根据本发明以如此方式匹配的实数或复数阻抗，要在发射的情形得到功率匹配，在接收的情形得到噪声匹配。但是不可能通过天线设计同时满足这些要求。

所使用的一切天线均为端射天线，因为类似尺寸的背射天线由于波导结构必须后向激励的关系总有一个很坏的前后波瓣比例。天线应当是尽可能宽带的（因为不应再包括一个调整操作）。对数周期结构被认为是具有很好的前后瓣比例的宽带天线。通过波导结构的对数渐进过渡得到了一方面的带宽特性和另一方面的明显方向效果。与类似尺寸的谐振天线相比，增益低的事实一般对于根据本发明的应用场合不算一个问题。

多圆锥形天线可代替旋转的抛物面天线，因为小于波长十分之一的多圆锥结构的频移对天线的性能没有不良影响，甚至在波长的五分之一时，放大损失还低于2dB，因而可以不考虑。

于是，技术上很难达到的抛物面反射器的设计造型可以由易于生产的多圆锥反射器替代，且不需要承受损失。但是，辐射器比较费钱而复杂，并且前后波瓣比例仅靠相对于波长很大且其照射限制在内部区域的反射器来改善。

为了克服极化所包含的问题，在我们的具有两个高频（5.6GHz和10.368GHz）的各实施例中，每一情形都使用一个圆形极化天线，一方面作为接收天线，另一方面又作为发射天线。虽然不可否认地肯定提高了3dB的典型损失，但这些损失比起在互相转动式线性极化天线的情形下可能出现的损失还是小的。

在一个只用一个公共发射/接收天线的实施例中，输入和输出波可以通过环行器成功地分开。

考虑到在测量过程中要克服的困难环境，要对高频部件予以特别的注意。

高频部件

所要求的诸高频部件在下文中提出。布线考虑到了在模块和外围元件之间出现的可能链路。这些链路相应于我们设计的根据本发明的线路接法。

直接调制器用在较高的频率，也就是说在大约200MHz以上，后面是转换成中频137.5MHz的转换器。所用两只二极管以及晶体管均工作在该频率。

1.二极管混频器

二极管混频器包括一个对称电压乘法电路，其输入端带一个谐振电路，输出端带一个低通滤波器。

这里，与使用一只二极管作为直接接收器时所得到的电压不同，有可能由于信号源现在串联连接而获得四倍的输出电压。由此引起的内阻增加不起重要作用。

在实际运用中，发现二极管混频器在信噪比方面胜过其它的已

知混频器设计。

低频部件

运用在低频范围的所有模块均配有自己的电源。这一目的通过配有一个电压监控电路和一个接通开关的专用 12V/2Ah 的铅蓄电池来达到。严格隔离所有的电源部件是必要的，因为主要部件的使用已经造成了相当的干扰和麻烦。

于是，整个装置被完全隔成发射器一侧和接收器一侧，仅通过个人计算机（但在便携式装置的机箱中则以电池供电部件的形式 7 连接到主要部件。

1.前置放大器

前置放大器使用一个低噪声器四重运算放大器。一个放大器连接成工作电压对称化装置，其它三个连接成带通滤波器并借助高通滤波器耦合到一起。

低通滤波器限制第一级的噪声。借助一个可选电阻器，可为二极管直接接收器提供一个来自前置放大器的预导电流。总共使用带有不同增益电平的两个前置放大器模块。由于整个装置的灵敏度可能造成 A/D 转换器的过驱动从而丢失数据，有必要用一个调压放大器。

2.抽样滤波器（防混淆滤波器）

对时间相关的信号抽样必须在大于输入信号所含最高频率两倍高的频率进行。因而输入信号必须在模/数转换步骤之前受到频谱限制、令人吃惊的是，对于本发明来说，限制操作必须通过一个模拟滤波器进行并且不能用数字处理替代。如果不考虑这一点，就会出现包含高于抽样频率一半的频谱成分的子样品的情况。这些子样品混入低频范围内并且不可逆转地恶化信号，因而根据本发明的成功也就不可能达到。

导致用户相信能在 A/D 转换器之后进行频带限制的所谓数字防混淆滤波器被令人惊奇地发现对于所讨论的问题（一切错误均联系到所出现的子样品）完全不起作用。由于信号的内容被破坏，后面的数字校正已不再有可能。

一般，必须指出，在熟悉这一技术的人员中，对于模拟和数字参数存在着这样的错误思想，认为根据制造商的说明书设计用于数字处理模拟参数的测量系统，单用由此提供的硬件和软件不能达到所讨论的目的。

对于模拟式防混淆低通滤波器所提的要求很高，依所讨论的进一步相应处理而定。于是，动态范围至少必须比其后面的 A/d 转换器优 1 比特，同样地，线性和非线性失真效应至少必须比 A/D 转换器优 1 比特。虽然 N 比特 A/D 转换器的动态范围在实用中大多数只有 N - 2 比特，但这些关系必须牢牢记住。如果在这方面还考虑到抽样定理，则可以使用开关式电容滤波器，并且所得到的动态范围是足够的。

输入信号与抽样滤波器的褶积或卷积会产生基于滤波器的群过渡或延迟时间的幅度和相位失真以及包络曲线的失真。如果抽样滤波器的反转换函数与计算机中的抽样信号褶积或卷积过程要求的话，可以将这些信号变化纳入考虑之中。该过程仅在正确进行抽样时才有可能。反之，万一出现子样品，误差会进一步增加。

在上限信号频率 fs、抽样频率 fa、抽样滤波器的渐近陡度或阶数 N 以及附加抽样因子 K 之间存在下面的关系，对于可达到的精确度或分辨率 A 用比特表示：

$$K = \frac{\ln(fa)-\ln(fs)}{\ln(2)}$$

$$A = K*N + 1$$

对于 fs = 2Hz 的极限频率和 A = 13 比特的分辨率，作为例子给出下列可能的组合：

一阶滤波器（ N = 1 ）⇒ 抽样频率 fa = 16384Hz

三阶滤波器（ N = 3 ）⇒抽样频率 fa = 64Hz

六阶滤波器（ N = 6 ）⇒抽样频率 fa = 16Hz 。

最后一个组合便是有在我们的实施例中的方案。在具有良好转换函数性能的低阶滤波器的情形，我们必须令人惊奇地依靠极限附

加抽样速率，以求得有用的结果。尽管用了超过 16KHz 的高抽样频率，仍是仅有 2Hz 以下的频谱分量被正确抽样（在 A = 16 比特、fs = 20KHz 和 fa = 44KHz 时需用 109 阶的滤波器来完成根据抽样定理的抽样）。

附加抽样还具有优点：即使每一个模/数转换器都有理想的特性，它还是会将量化噪声加给被抽样的信号，以致信号不仅被量化操作即幅度数值的离散化窜改，而且还被额外地弄得有了噪声。

噪声可被近似地看作白色的，这样，对于一个较大的抽样带宽即附加抽样来说，相当于更少的噪声落入信号带宽内，从而转换器的信噪比而不是信号能够按比例地改善。

所用六阶抽样低通滤波器系由两个三阶低通滤波器（渐近边缘陡度 18dB/信频程或者说每 10 倍为 60dB）串联而成。每一个低通滤波器包括一个连接成电压跟随器的运算放大器，和一个 R - C 电路。

由于所有滤波器的频率和相位特性以及群延迟和过渡时间而产生的幅度、相位和包络曲线的失真可以通过一种方法倒转回来，利用它求出时间函数与其前一信号路径 T（W）的反转换函数 T^{-1}（W）褶织或卷积，从而进行完全的极点－零点定位补偿。这一点在原始的时间信号被重建因而必须避免由转换器和发射链的元件引起的时间信号变形时是必须的。在要求有效检测频谱线的使用场合，可以不考虑这一点。

在根据本发明的结构里，在一个实施例中，时间信号从转换器（接收天线）至个人计算机（A/D 转换器）经过至少一个十五阶高通滤波器和二十个一阶低通滤器，这是由测量链（直接混频器、前置放大器、两个低通滤波器、两个高通滤波器、A/D 转换器）的各个元件的转换函数之积所造成的。

如果需要，电子系统模拟部分的动态特性也可通过直接进行极点－零点定位补偿的部件得到改善。通过它，可以降低噪声，可改善令人不快的发射特性或者说可获得根据已给标准的最佳发射性能。

3.高通滤波器

根据本发明，输入信号的频谱限制，就低频而论，是所希望的，理由有三：

1.1/f 噪声

1/f 噪声的幅度与频率成反比增加。因而，随着不断增长的测量时间，噪声成分以越来越低的频率出现并恶化被测量的信号、1/f 噪声的主要来源是发射振荡器、转换器振荡器以及运算放大器。

2.慢运动

被探测物体以不变的速度运动会产生一个多普勒频移，从而产生一个可落入被考察频带的频谱成分。不规则的运动会产生一个宽的附加频带。运动越慢，频谱的频率越低，从而越来越难与噪声成分分开。

3.计算时间

为了识别频率 f 的频谱线，测量必须进行至少 t=1/f 的时间，也就是说，被检测的频率越低，测量必须进行的周期越长。由于不可能保证测量时间等于所感兴趣的频谱成分的整倍数，因而在傅立叶分析中会出现泄漏效应。结果产生频谱扩散。因此，当分析低频时，需要注意到测量时间等于周期持续时间的整倍数，测量精度在这一情形下才会随测量时间正比增加。对于 10 % 的频谱分辨率误差和 0.2Hz 的较低频率，一般必须要用 50 秒的测量时间。

图 3 示出计算链的一般结构。办公部门的 IBM - PC 兼容型个人计算机被用作中央单元，盖因其电源适合于所讨论的任务。

图 4 和 4a 中所示的简图给出了实施处理步骤的一个概观，其中 F{}表示傅立叶变换，F^{-1}{}表示傅立叶反变换。

结果

在各种初步测试之后，发出 16Hz 的抽样速率和 13 比特的单极分辨率（总分辨率为 14 比特）非常适合。被选作频谱分析的视窗宽度为 512 标准值，差不多相当于 30 秒。选汉明窗作为视窗。

图 5 示出一个呼吸停止的被测试人的心跳速率。频谱成分与周

围的不同是如此清楚，以致对被测试人心跳的检测不需要再作进一步的处理。定量的频谱以任何单位画出，对于频率则以赫兹为单位。测量在频率为 2.4GHz 以二极管直接接收器即 1/2 偶极子作为接收器、以本地振荡器作为发射器、呼吸停止的条件下进行。

图 6 示出一个正在呼吸的人反射的信号的频谱，使用了二极管直接接收器和对数周期八木天线，以及用 1.3GHz 的发射振荡器作信号源。心跳速率和呼吸速率两者都存在。

在频率 440MHz 时，由于整个装置的极高灵敏度而发现测试有困难。几乎所有的记录设备都显示出过激励现象和对外部事物的反作用。

过激励的问题可通过适当的衰减来解决；对呼吸和心脏活动的检测不会因此而受影响。

如果使用环行器，那么，便如上所述，有可能仅用一个天线同时发射和接收。

诸多例子清楚表明，探测活人是有可能的。在这方面，墙壁和几十米的距离都不是值得提起的障碍。 1.3GHz 和 2.4Ghz 的工作频率被发现是高度适用的频率。若使用更易操纵的天线，则灵敏度电平高到足以获得清楚识别心跳和呼吸的可重复性结果而不用以前所必需的高强度数字处理步骤（因为适用的强大接收信号已经出现）。

高通与防混淆低通滤波器的电路图

用于频带限制的部件的电路图示于图 8a 和 8b。三阶高通滤波器抑制低频噪声尤其是 1/f 噪声成分，紧跟着的三阶低通滤波器则限制较高频率的频谱。然后跟一个用于电平匹配的线性放大级。用电子学方法将工作电压对称化以使单极供电充足。两个这种部件级联起来就满足了抽样定理提出的要求。

二极管解调器电路图

其电路示于图 7 的二极管检波器用于对混频到中频上的接收信号进行相位解调，并作为所述接收机天线的直接解调器。该线路相当于一个典型的功率计，预导电流或输入电流可以从输出端施

加。输入阻抗与IF混频器或天线匹配。

二极管直接接收器电路图

二极管直接接收器包括1/2或1个波长并乘以相应的缩短因子且适当向上游连接的二极管检波器。一个预导电流或输入电流可加在输出端。

此外，每一部件均配有自己的稳压电源和自己的通/断开关，使得带有长时间常数的部件（本地振荡器、预置放大器、低通滤波器）能够在连续负载下工作，并且处于热和电平衡状态，同时用户或高电流消耗的负载（末级发射级、转换器）能在使用之间关断。

优选的具体实施例

在第一优选实施例中，根据本发明的装置包括一个作为发射/接收天线2、4的多圆锥天线（图中没有具体说明，能分段模拟一个小角度抛物面天线）。发射/接收天线2、4配置一个环行器在发射与接收信号之间进行去耦。

明确地搜索目标探测区域的操作可通过一个机械的倾斜机构以及最好与旋转角关连的刻度盘进行。关于这一点，以电子控制电机驱动跟踪围绕旋转轴的倾斜机构，象光栅那样覆盖目标探测区使得有可能甚至在诸如（比如说）核污染地区、遭到地震危险的地区或者受化学爆炸威胁的地区等等人体进不去的地区自动记录数据。此外，在上述识别频率范围内的一个门限值函数可定出数值，高于该数值的活人探测信号有效。

在根据本发明的第二实施例中，模/数转换器9前面的所有电子部件都装在一个探测员的手提箱内。手提箱型式代表用于探测活人或活动物的一个完全系统。

装有探测员手提箱14里的有两根缩短的天线2、4带有成角度的反射器的折叠偶极子激励器。用作发射天线2的天线Tx连接到工作频率为1300.0MHz、置换或等效负载为实数50Ω、输出6mw功率的发射器。每一天线的水平张角为54°，而垂直角在每一情形均为64°。增益（通过和一个校准的参考天线比较确定）在每一情形均为6.7dBi。接收天线4即Rx连接到一个接收器，接收器借助

转换器6将输入信号转换到137.5MHz左右的频率范围。转换器后则跟着解调器5、放大器8、滤波器7以及一个驱动器。四个可充电的铅板胶凝蓄电池15、16、17、18充作供电电源。诸部件安装在铝质构件20、21、22、23的框架19中的两个平面内，最上面的第三平面由面板24和操作元件组成。为了维修的目的可将整个插件从手提箱14中完全拿出来。

面板24装有四个联结相关元件的通/断开关25、26、27、28，两个4mm充电插孔29、30，一个用于向PC传送数据的多极插孔31，以及一个用于减小输出信号的信号幅度的手动实际电平调节器32。一个与模/数转换器结合的PC则通过挠性连接的办法连接。测量信号的计算通过适合于此用途的软件程序执行图4和4a所示的方法步骤来完成。

由发射器出来的未调制信号通过发射天线2即Tx发射。如果信号遇到一个活动物，则呼吸和心跳引起相应表面上的反射波的相位调制。反射波被接收天线Rx接收，由接收器转换为一个较低的中频并在解调器5中相位解调。

所找到的信息现在以低频电压波动的形式出现。它们被放大并被用滤波器限制在0.5Hz和4Hz之间的频率带宽内。一个防混淆滤波器7防止由模/数转换操作中的信号抽样引起的混淆信号。传输电缆的屏蔽网被用来防止外部的干扰辐射现象。电缆电容的最终补偿使得带模/数转换器的个人计算机和手提箱之间有可能达到几百米的线路长度。软件使用户有可能选择关于信号的时间区间。在选择视窗函数后，进行由时域向频域的变换。

用户所作的频谱计算受到有关存在活人的概率(基于以前取得的经验)的统计计算支持。进一步的统计表达或估算提供出被探测人的可望所在距离的范围。

依靠紧凑的结构和移动性的特点，为手提箱型式提供了下面的使用领域：对警察当局而言，可用于一般性监视和警戒，用于监视罪犯和在涉及到收容人质的情况下监视人质，监示无人居住的建筑和车辆/监视隧道和管道建筑，以及在与恐怖主义和极端主义的搏

斗中；在海关和边防当局方面，例如，可用于检查集装箱中活动物的存在或者车辆检查。

在根据本发明的第三实施例中，装置被安装在固定的和装配好的矩形容器或机箱中。安装在带有塑料底座 34 的金属容器或机箱中发射高频的是八个带有成角度的反射器和折叠偶极子激励器的缩短天线 2、4。

四组连在一起的天线作为发射天线 2 连接到一个由发射器 1 即 Tx 馈电、工作频率为 1300.0MHz、置换或等效负载为实数 50Ω、输出一个 600mw 功率的放大器 35。在所有情况下，每一天线的水平张角为 54°，而垂直角为 64°。增益同手提箱型的完全一样。也是由一组四个天线组合而成的接收天线 4 连接到一个接收器 Rx，接收器 Rx 通过转换器 6 将输入信号转换到 137.5MHz 的频率范围。其后跟着已经结合根据本发明的第二手提箱形式叙述过的电子计算系统。

根据本发明的第三实施例用在与固定式使用有关的场合。包括用作海关和边防站以及隧道和大型建筑物的控制器。监视和警戒没有人住的大楼、空车辆，监视隧道和管道建筑，也可能用在为与恐怖主义和极端主义搏斗而遭到危险的大楼中。可用隐蔽的方式完成对存在活动物的集装箱检查，使得甚至连隐藏的乘客也能在边境路口或者在铁路和飞机的装货区域内被探测出来。

图 1

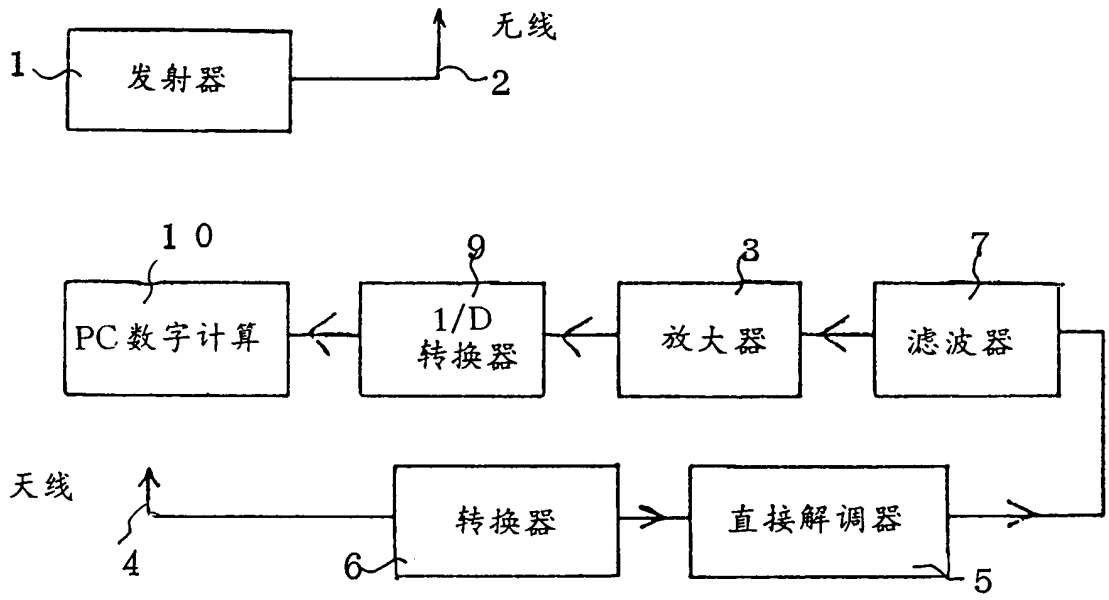

无线
1
发射器
2
10
9
3
7
PC 数字计算
1/D
转换器
放大器
滤波器
天线
转换器
直接解调器
4
6
5

图 2

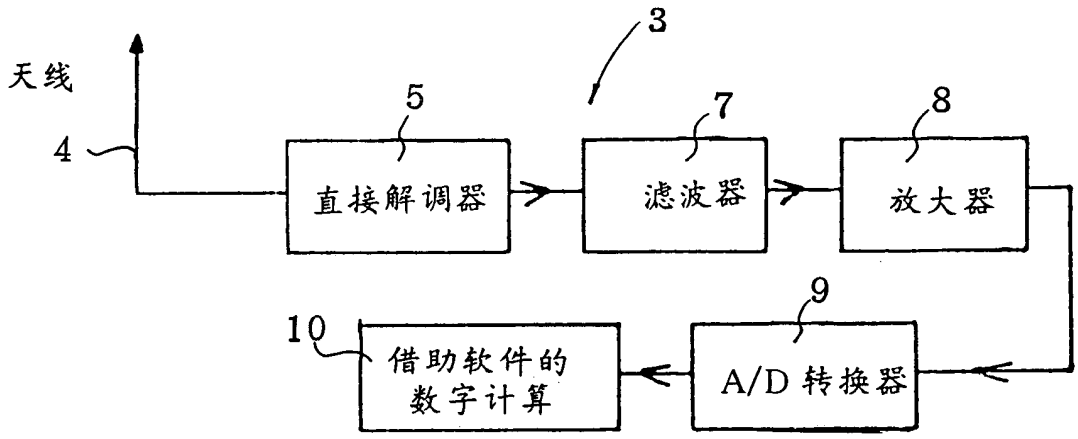

3
天线
4
5
7
8
直接解调器
滤波器
放大器
9
10
借助软件的
数字计算
A/D 转换器

图 3

计算链的结构

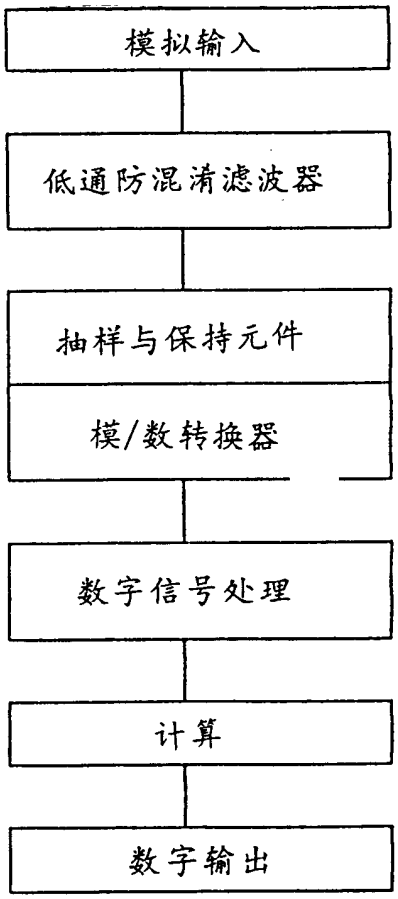
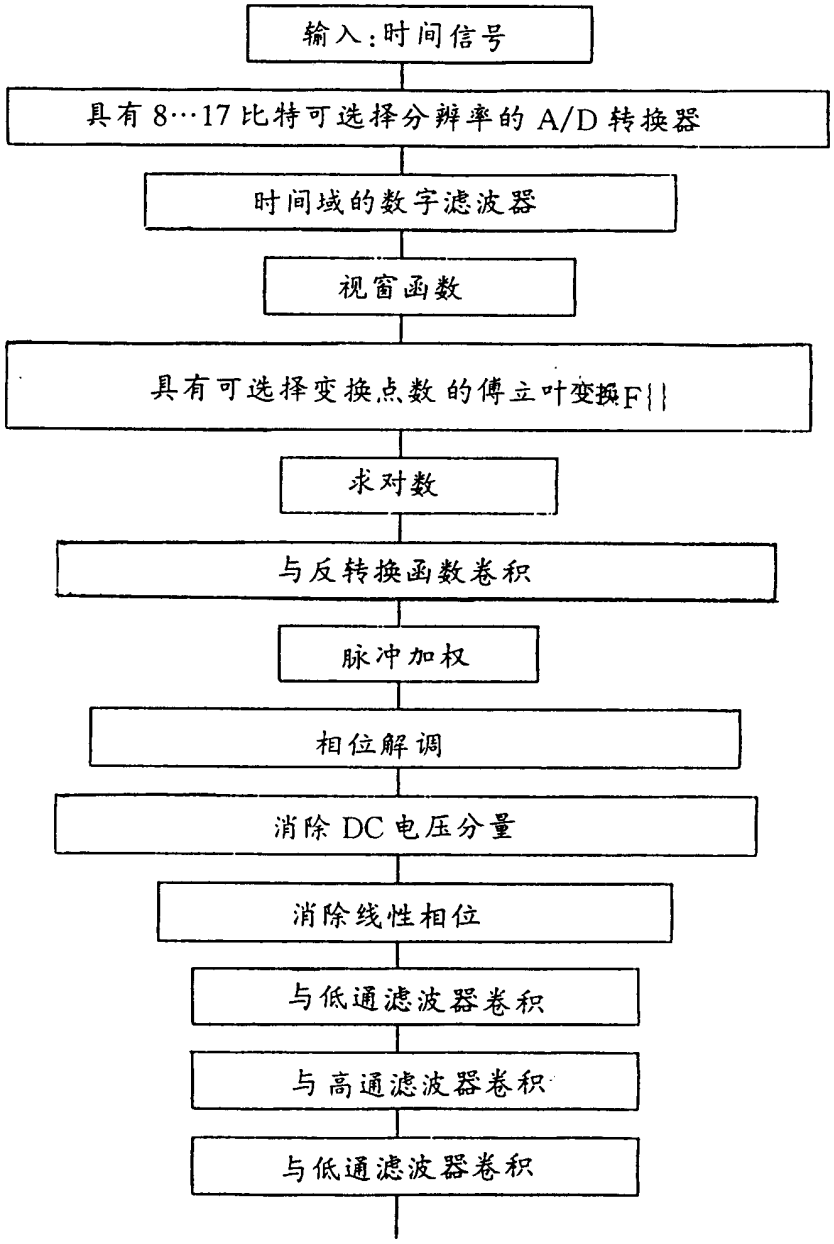


图4

实施处理步骤



下接图 4a

图4a

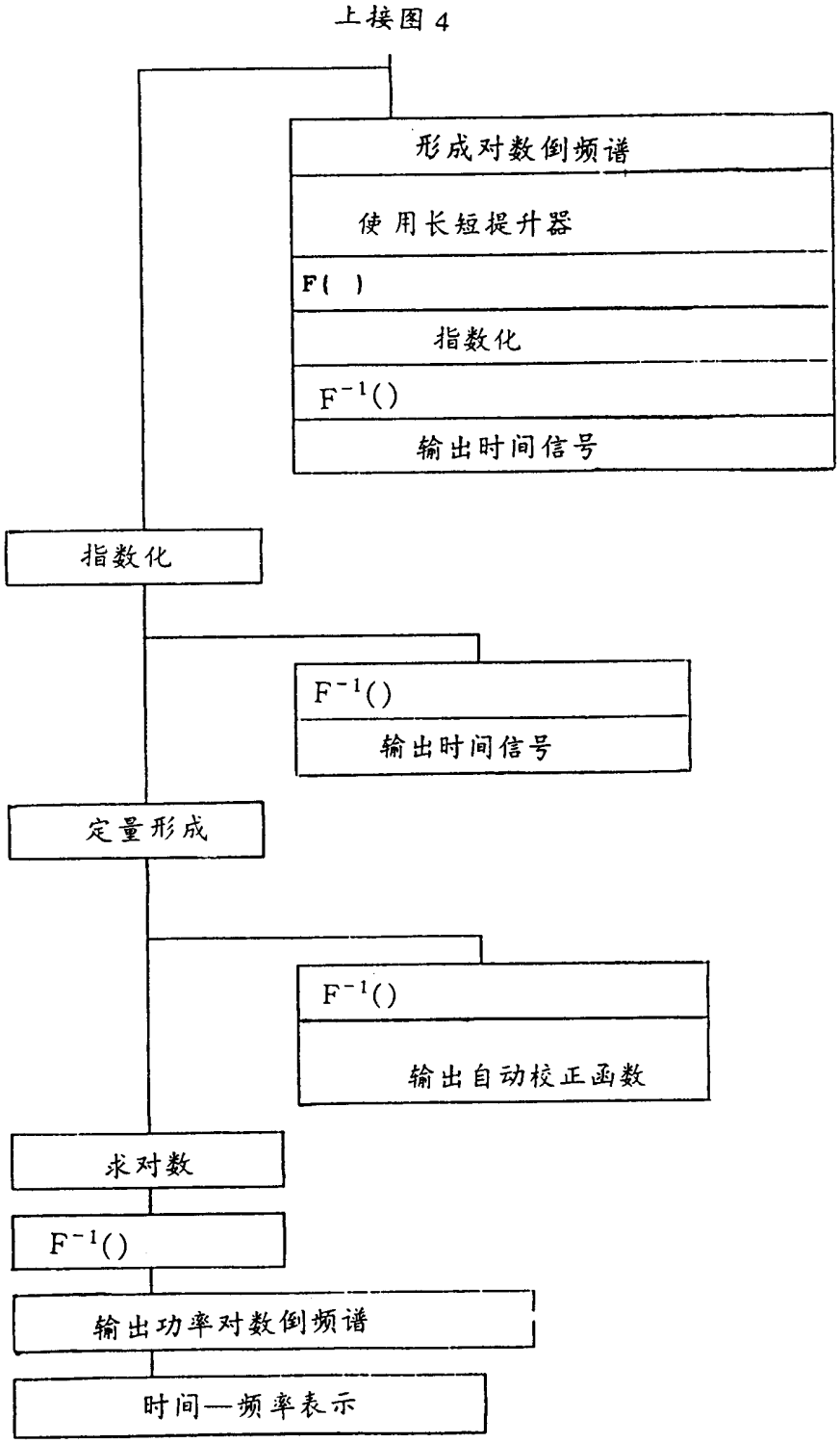

上接图4
形成对数倒频谱
使用长短提升器
F( )
指数化
$F^{-1}()$
输出时间信号
指数化
$F^{-1}()$
输出时间信号
定量形成
$F^{-1}()$
输出自动校正函数
求对数
$F^{-1}()$
输出功率对数倒频谱
时间—频率表示

图 5

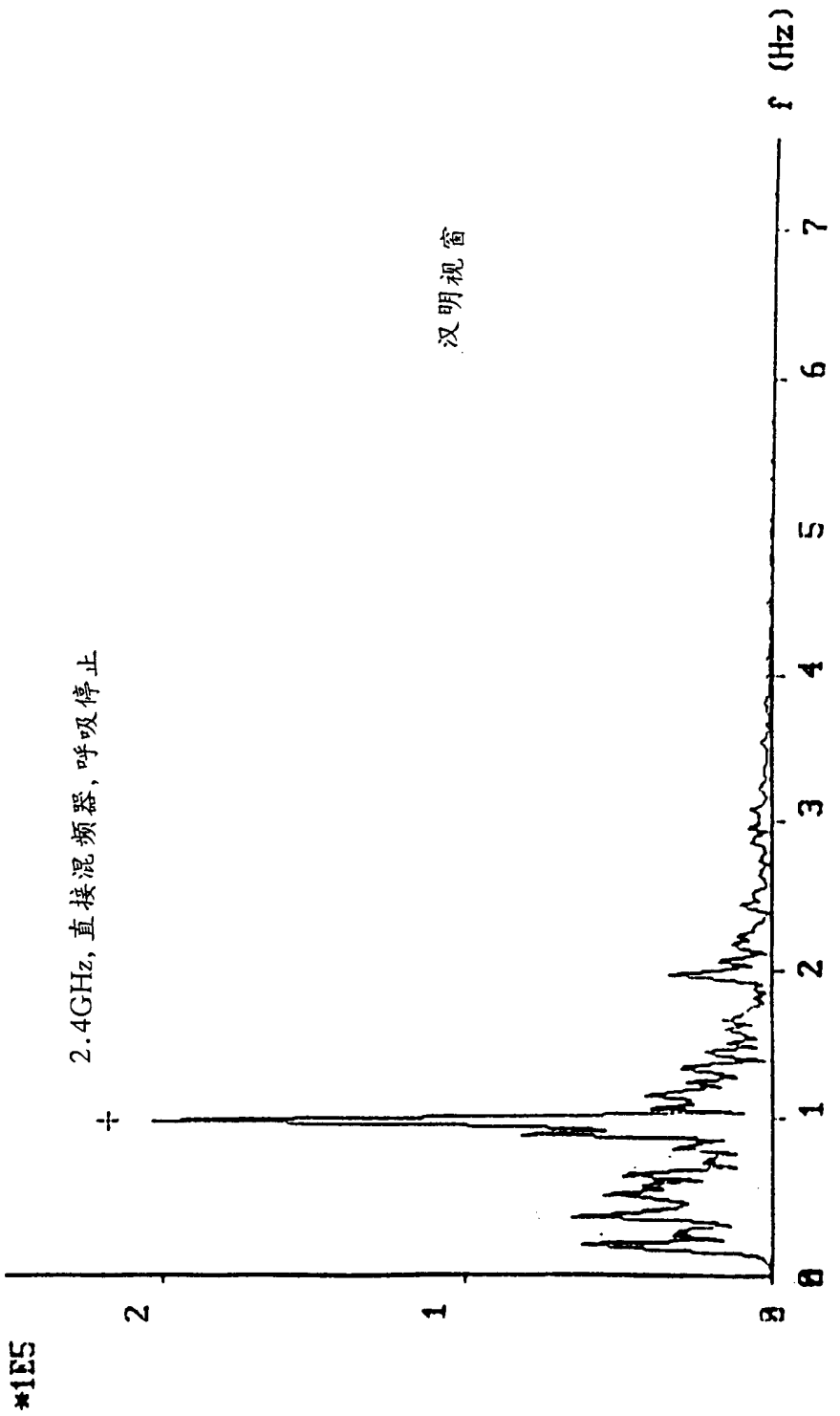


图6

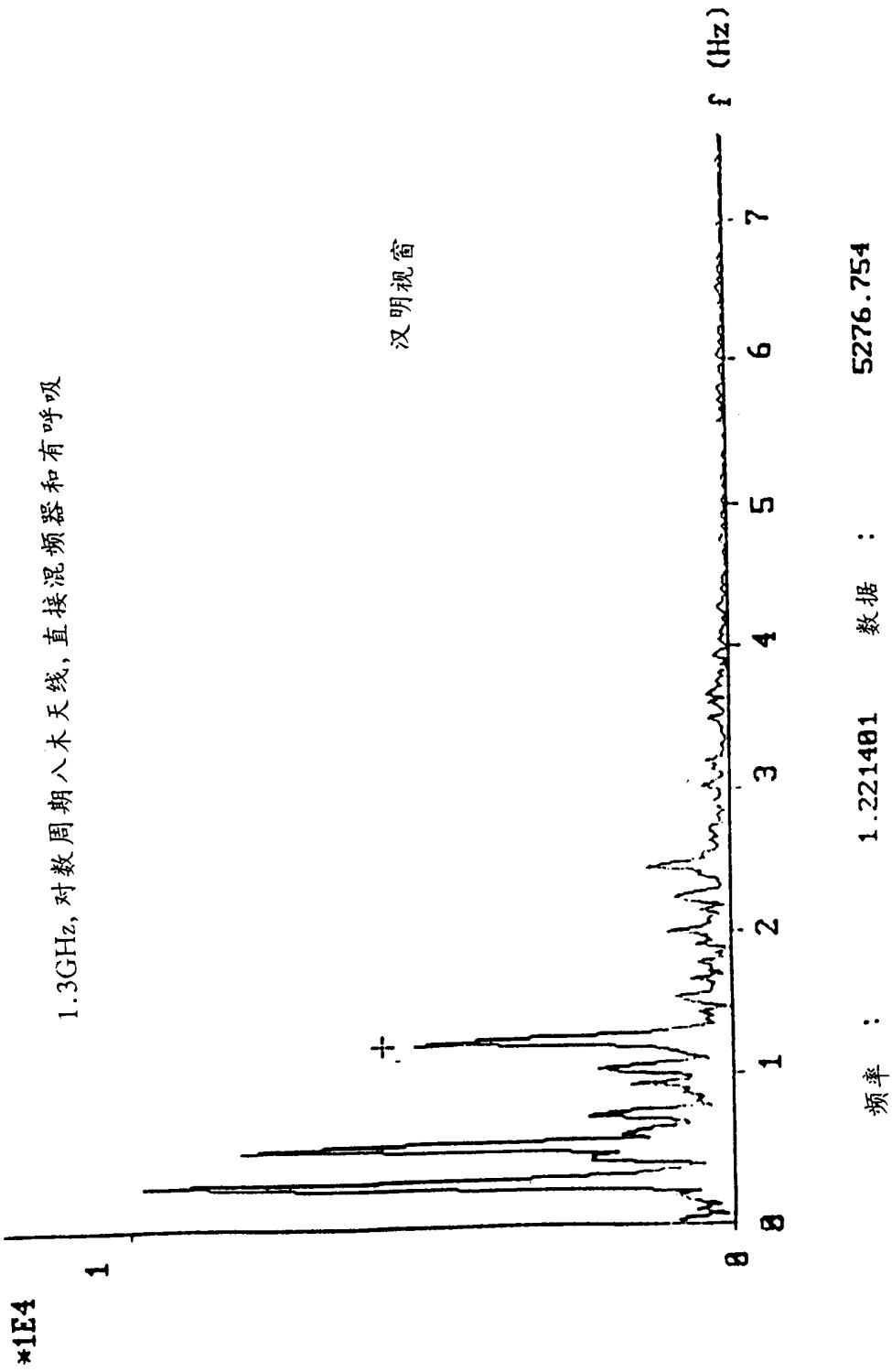

1.3GHz,对数周期八木天线,直接混频器和有呼吸
汉明视窗
*1E4
1
0
0
1
2
3
4
5
6
7
f (Hz)
频率 : 1.221401 数据 : 5276.754

图 7

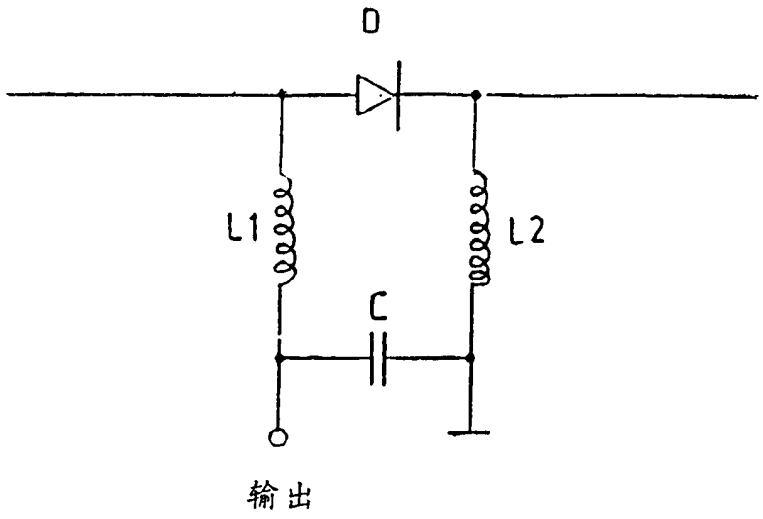


图 8a

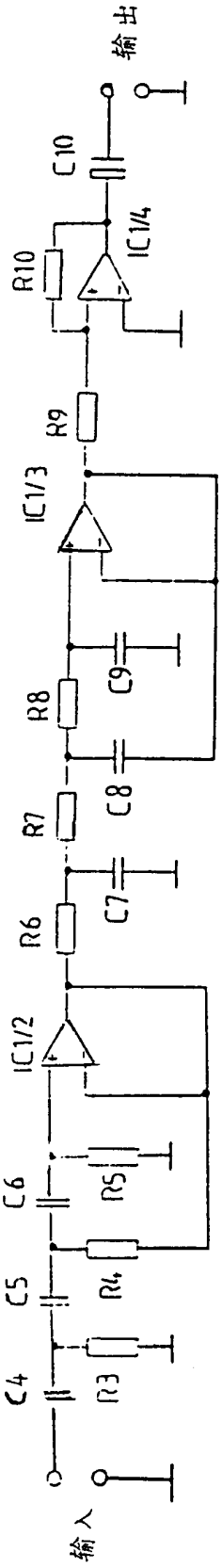

输入
C4
R3
C5
R4
C6
R5
IC1/2
R6
C7
R7
C8
R8
C9
IC1/3
R9
R10
IC1/4
C10
输出

图 8b

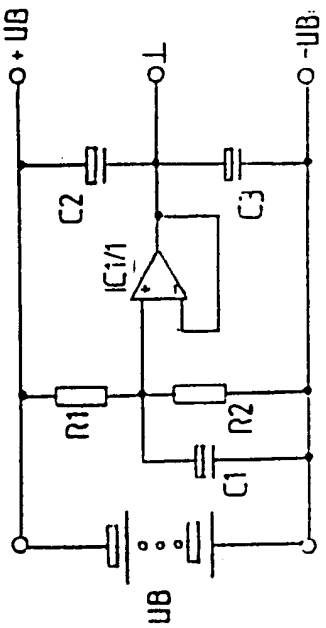

+UB
-UB
C2
C3
IC1/1
R1
R2
C1
UB

图 9

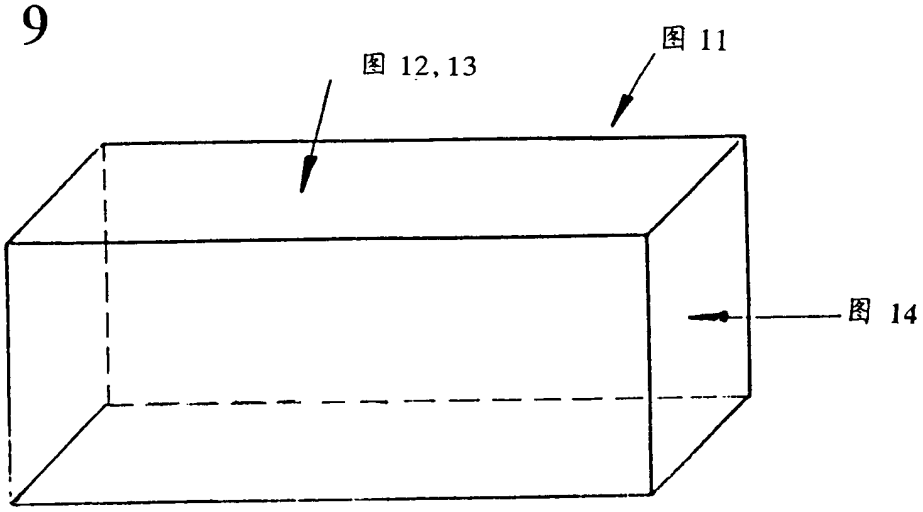


图 10

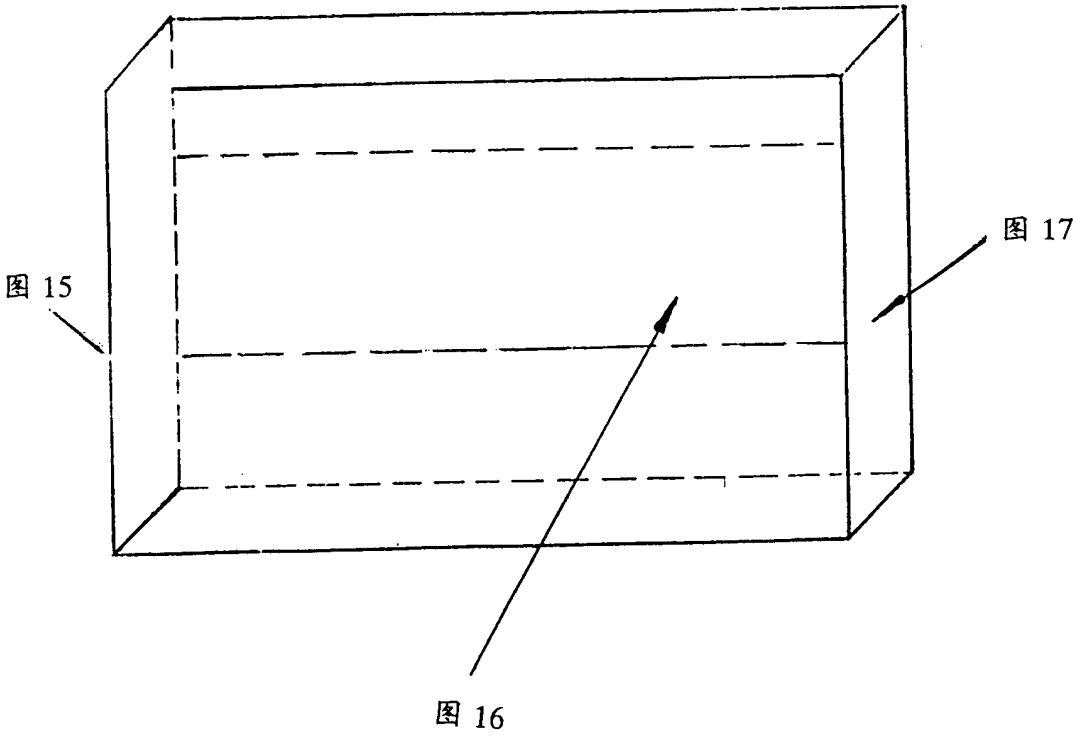
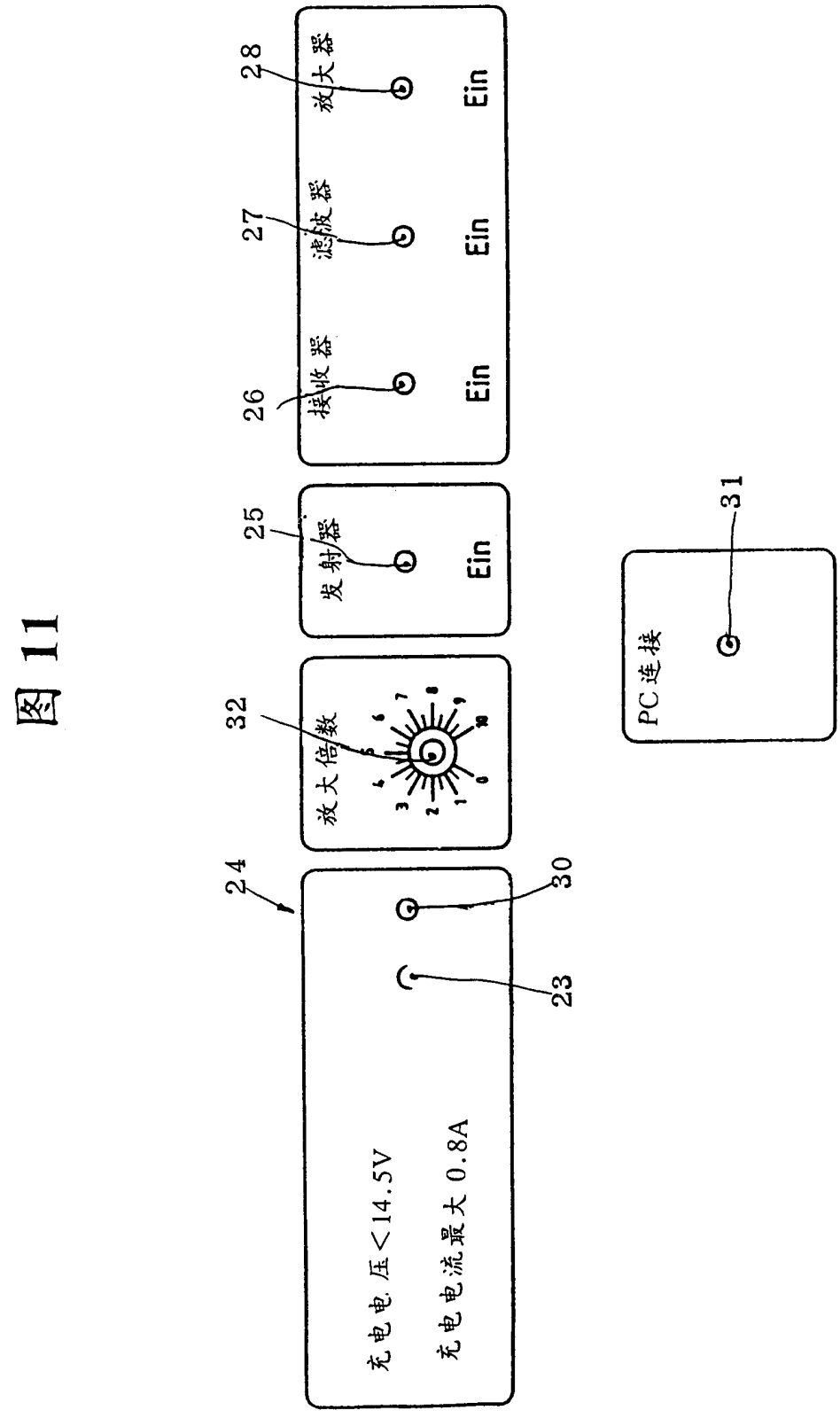


图 11


28
放大器
27
滤波器
26
接收器
Ein
Ein
Ein
25
发射器
Ein
32
放大倍数
24
30
23
充电电压<14.5V
充电电流最大 0.8A
PC 连接
31

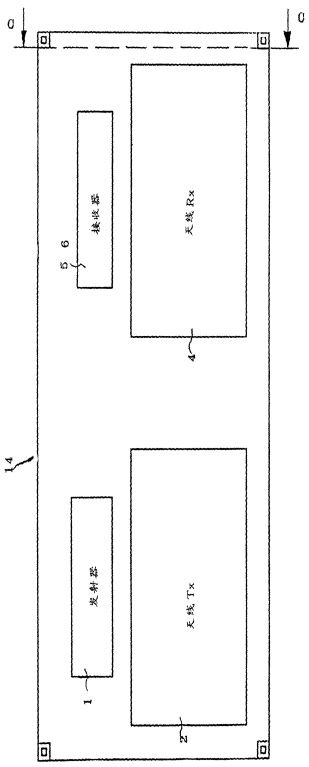


图 12

图 13

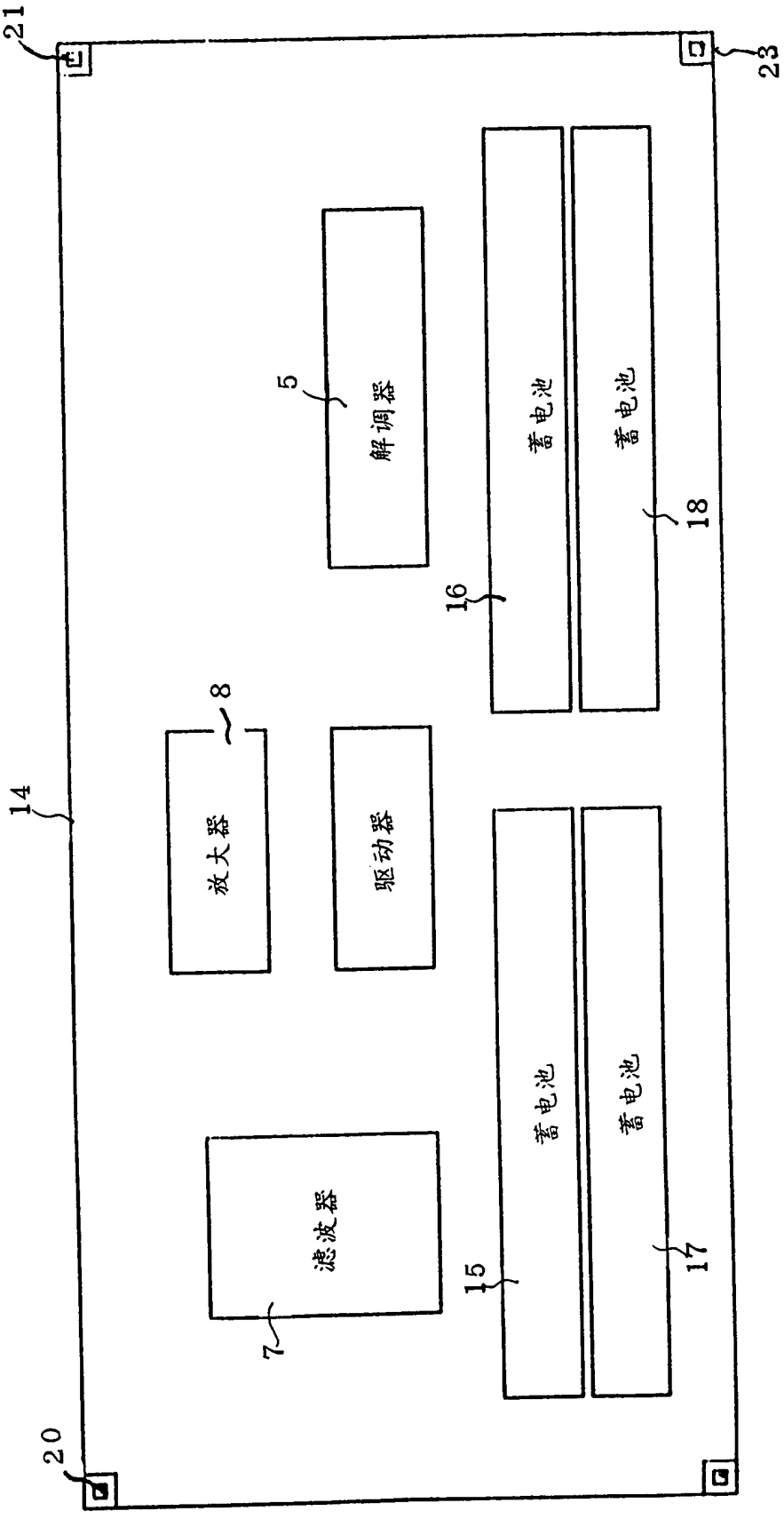


图 14

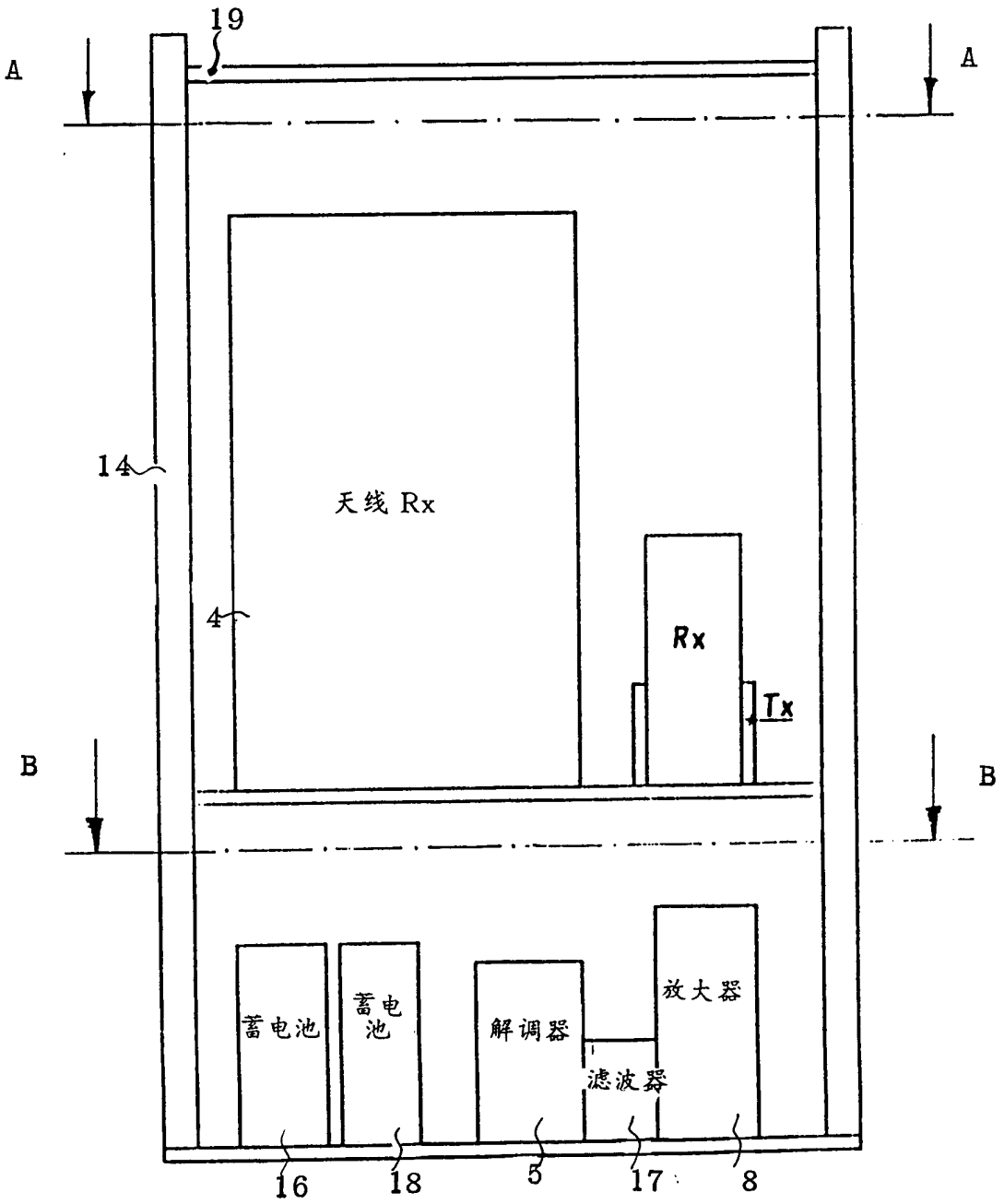


图 15

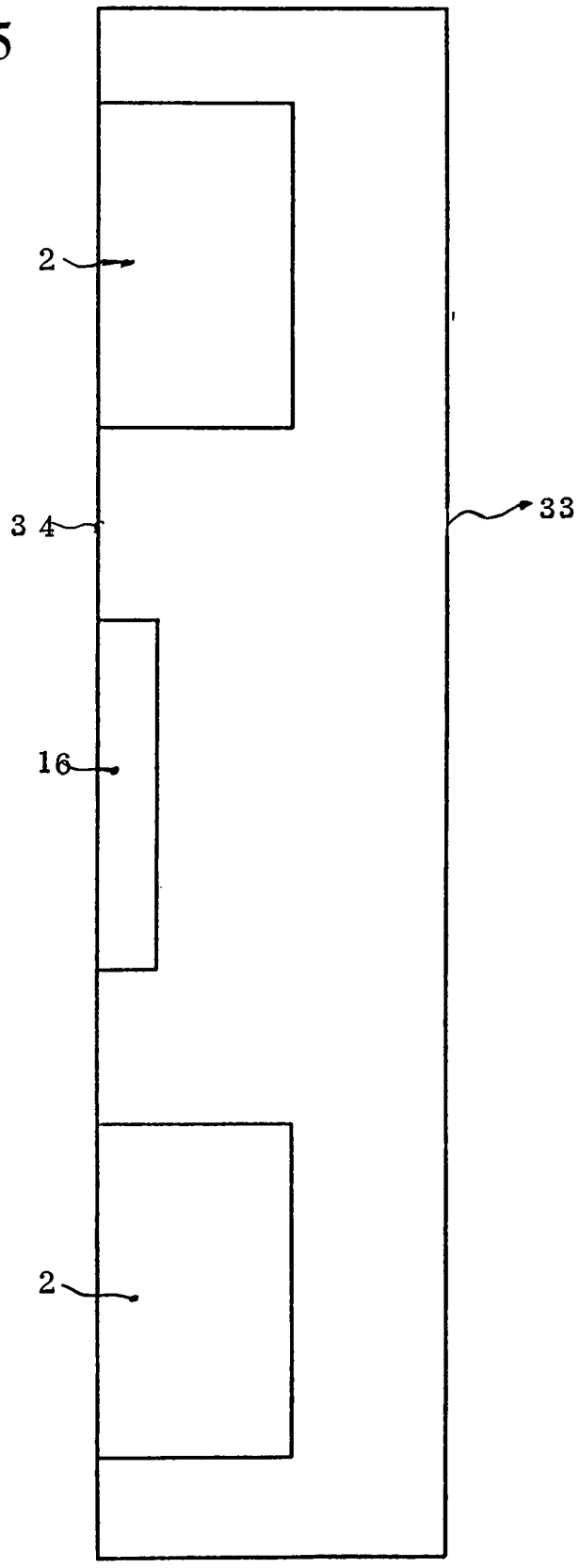
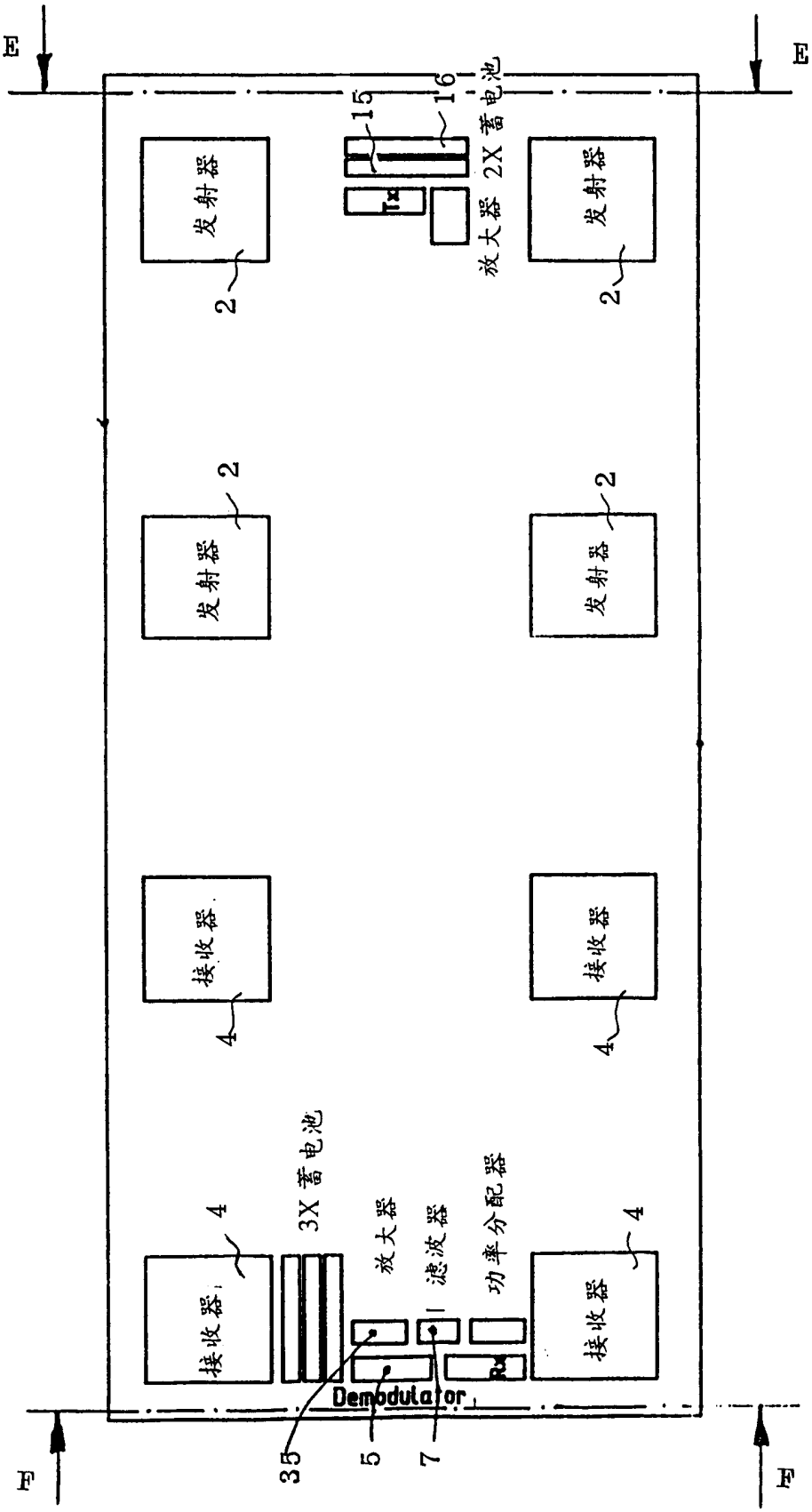


图16


E
E
发射器
2
15
16
放大器 2X 蓄电池
发射器
2
发射器
2
发射器
2
接收器
4
接收器
4
接收器
4
3X 蓄电池
放大器
滤波器
功率分配器
接收器
4
Demodulator
35
5
7
F
F

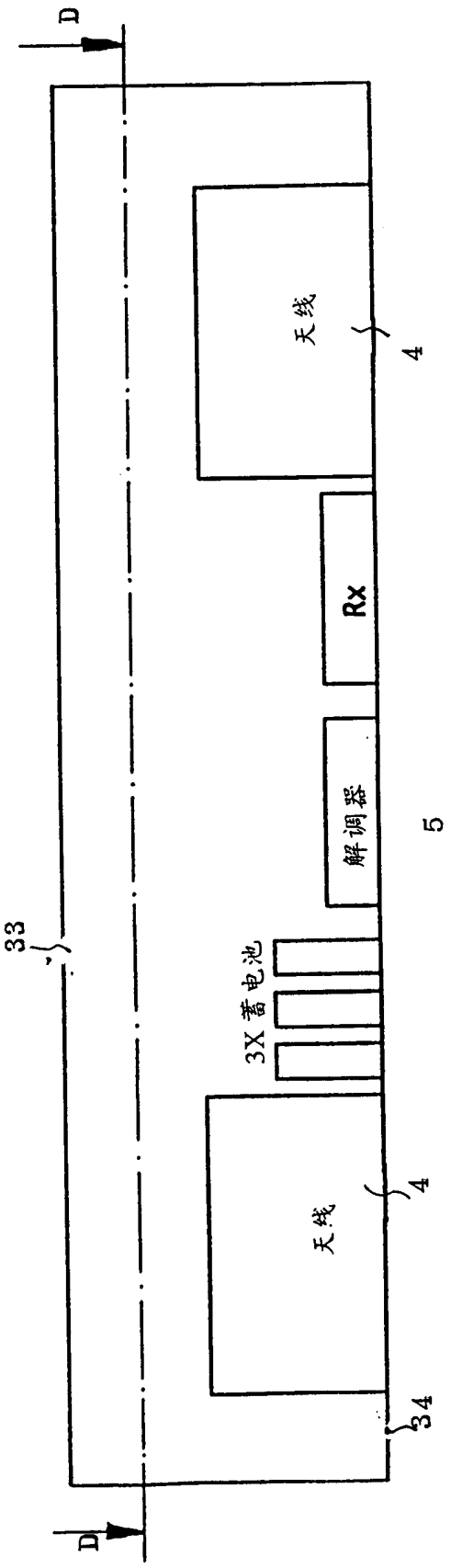



图 17