

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480005339.5

H03J 3/22 (2006.01)
H04B 1/18 (2006.01)
G04C 9/02 (2006.01)
G04G 5/00 (2006.01)

[43] 公开日 2006 年 3 月 29 日

[11] 公开号 CN 1754313A

[22] 申请日 2004.5.20

[21] 申请号 200480005339.5

[30] 优先权

[32] 2003.5.20 [33] JP [31] 141573/2003

[86] 国际申请 PCT/JP2004/007211 2004.5.20

[87] 国际公布 WO2004/105240 日 2004.12.2

[85] 进入国家阶段日期 2005.8.26

[71] 申请人 西铁城時計株式会社

地址 日本国东京都

[72] 发明人 伊原隆史

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司
代理人 朱进桂

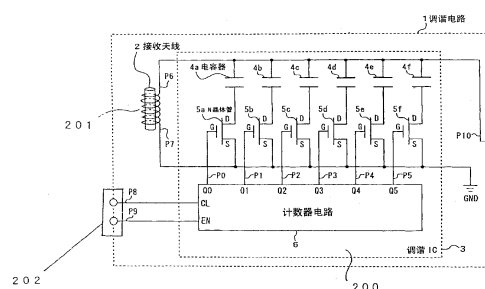
权利要求书 3 页 说明书 45 页 附图 20 页

[54] 发明名称

调谐设备及其使用其的无线电控制時計

[57] 摘要

提供了一种调谐设备，其中，使调谐 IC 内半导体开关的导通和截止电阻最佳，以提供高灵敏性和优良的稳定性、较宽范围的调谐频率变化、紧致性和高性能。所述调谐设备具有：调谐电路，所述调谐电路具有 N 沟道 MOS 晶体管 (N 晶体管) 5a 到 5f，用作多个半导体开关；计数器电路 6，控制 N 晶体管的导通和截止；多个电容器 4a 到 4f，分别与多个 N 晶体管串联；以及接收天线 2，其中，通过对多个 N 晶体管进行导通和截止，改变多个电容器的总静电电容，从而改变由多个电容器和接收天线所调谐的频率。



1、一种调谐电路，包括：

- 5 半导体衬底，包括多个半导体开关、每一个均与所述多个半导体开关串联的多个第一电容器、以及用于控制所述半导体开关的导通和截止的开关控制装置；以及

线圈，与所述多个第一电容器并联；

其中，根据包括时间信息的标准无线电波的接收站点选择信号，

- 10 通过由所述开关控制装置分别控制与所述多个第一电容器相连的所述多个半导体开关的所述导通和截止，改变所述多个第一电容器的总静电电容，从而改变由所述多个第一电容器和所述线圈形成的调谐电路的调谐频率。

- 2、根据权利要求1所述的调谐电路，其特征在于：在所述半导体衬底上或所述半导体衬底的外部还包括第二电容器，所述第二电容器具有固定电容或可变电容，并和与所述第一电容器组并联的所述线圈相连。
- 15

3、根据权利要求2所述的调谐电路，其特征在于：对所述第二电容器进行与所述第一电容器所受到的控制不同的控制。

- 20 4、根据权利要求2或3所述的调谐电路，其特征在于：由所述开关控制装置、通过设置在所述半导体衬底上的所述半导体开关来控制所述第二电容的至少一个。

- 5、根据权利要求1到权利要求4之一所述的调谐电路，其特征在于：将包括天线在内的所述调谐电路在由金属材料制成的金属外部部件内使用。
- 25

6、根据权利要求1到权利要求5之一所述的调谐电路，其特征在于：所述半导体开关的每一个的导通电阻均小于与每个所述半导体开关串联的每个所述第一电容器的阻抗。

- 7、根据权利要求1到权利要求5之一所述的调谐电路，其特征在于：所述半导体开关的每一个的截止电阻均大于与每个所述半导体
- 30

开关串联的每个所述第一电容器的阻抗。

8、根据权利要求 1 到权利要求 7 之一所述的调谐电路，其特征在于：对在与接收电路相连的放大器电路中所使用的电阻件的电阻值进行设置，使其大于设置在所述调谐电路中的调谐电容器的阻抗。

5 9、根据权利要求 1 到权利要求 7 之一所述的调谐电路，其特征在于：对在与接收电路相连的放大器电路中所使用的电阻件的电阻值进行设置，使其大于与用于所述放大器电路的所述电阻件串联的电容器的阻抗。

10 10、根据权利要求 1 到权利要求 9 之一所述的调谐电路，其特征在于：所述多个第一电容器的每一个的各静电电容的总值是 9600 pF 或更低。

11、根据权利要求 1 到权利要求 10 之一所述的调谐电路，其特征在于：所述线圈的电感值是 0.44 mH 或更大。

15 12、根据权利要求 1 到权利要求 10 之一所述的调谐电路，其特征在于：所述线圈的电感值是 4000 mH 或更小。

13、根据权利要求 1 到权利要求 12 之一所述的调谐电路，其特征在于：通过由所述第一电容器组所设置的第一静电电容和所述第二电容器的第二静电电容，确定所述调谐电路中的调谐频率。

20 14、根据权利要求 1 到权利要求 13 之一所述的调谐电路，其特征在于：所述第二电容器的所述静电电容大于所述第一电容器的静电电容。

15、一种无线电控制時計，包括：

根据权利要求 1 到权利要求 13 之一所述的调谐电路；

25 控制装置，用于控制所述调谐电路，并且所述控制装置具有接收电路，所述接收电路输入由所述调谐电路接收到的标准无线电波，并执行时间校正；以及

显示装置，显示来自所述控制装置的时间信息。

30 16、根据权利要求 15 所述的无线电控制時計，其特征在于：还包括由金属材料制成的金属外部部件，所述金属外部部件覆盖所述调谐电路、所述控制装置和所述显示装置以便为其提供机械保护。

17、根据权利要求 14 所述的无线电控制時計，其特征在于：所述金属外部部件所覆盖的所述调谐电路的所述线圈的电感是 20 mH 或更大。

5 18、根据权利要求 15 到 17 之一所述的无线电控制時計，其特征在于：通过控制所述调谐电路的所述多个半导体开关的导通和截止来改变所述调谐频率，能够选择性接收多个标准无线电波中的任一个。

19、根据权利要求 15 到权利要求 18 之一所述的无线电控制時計，其特征在于还包括用于存储调谐控制信息以便改变所述调谐电路的所述调谐频率的调谐控制信息存储装置。

10 20、根据权利要求 19 所述的无线电控制時計，其特征在于所述调谐控制信息存储装置是设置在所述调谐电路内的。

21、根据权利要求 19 和权利要求 20 之一所述的无线电控制時計，其特征在于：利用从由图案切割装置、熔丝只读存储器和非易失性存储器构成的组中所选择的一个，形成所述调谐控制信息存储装置。

15 22、根据权利要求 15 到权利要求 22 之一所述的无线电控制時計，其特征在于：包括测试模式，从而能够通过设置在所述无线电控制時計外部的操作装置来改变调谐频率。

23、根据权利要求 22 所述的无线电控制時計，其特征在于所述外部操作装置包括非接触操作方法。

20 24、根据权利要求 23 所述的无线电控制時計，其特征在于所述非接触操作方法使用无线电或红外线。

调谐设备及使用其的无线电控制時計

5

技术领域

本发明涉及一种能够接收无线电波等的小型高性能调谐设备，并涉及一种对用于在利用上述调谐设备的无线电控制時計中进行接收的方法的改进。

10

背景技术

过去，用于接收机的电子调谐器或发射机的振荡器中的电子调谐设备通常使用可变电容二极管，从而控制施加到可变电容二极管的电压，以改变其等效静电电容，因此改变调谐的频率。由于此方法，除了使用小型低成本可变电容二极管之外，通过控制所施加的电压，还能够容易地改变所调谐的频率，其具有的优点在于实现了小型且低成本的调谐器或发射电路。但是，由于可变电容二极管使用半导体 PN 结的耗尽层，因此存在漏电流，使得其不能实现具有高 Q 值的调谐电路。

此外，由于 Q 值随静电电容的变化而改变，难以实现稳定的调谐电路。另外，由于可变电容二极管的有限可变电容范围，难以在较宽的范围上改变所调谐的频率。

为了解决这些问题，提出了一种诸如日本未审专利公开 (KOKAI) NO. 57-99787 的权利要求和说明书的图 3 中的方案，其中，在半导体衬底上形成了多个能够采用电容的二进制条件对 (即，最大电容值和最小电容值) 中的任何一个的可变电容二极管，通过同一半导体衬底上的开关元件，对针对每一个可变电容二极管的偏置电压进行接通/切断切换，从而改变等效静电电容值。

根据此方案，由于使用开关元件来开关多个可变电容二极管，能够实现较宽范围的可变电容，从而实现较宽的可变频率范围。此外，

由于Q值随静电电容的改变几乎不发生改变，能够实现具有一定程度的稳定性的调谐电路。

然而，由于形成在半导体衬底上的多个可变电容二极管使用PN结的耗尽区(如上所述)，因此存在漏泄电流，从而不能超过特定量来增加调谐电路的Q值，并难以实现稳定的调谐电路。此外，为了使可变电容二极管的电容最小化，需要施加稍微有些高的偏置电压，而该偏置电压的产生需要负电源，这代表了在增加了调谐电路的组件的数量和成本等上的重要因素。此外，尽管在半导体衬底上形成了多个PN结以形成可变电容二极管，为了防止相邻可变电容二极管之间的电干扰并抑制Q值的改变，需要在每个单个可变电容二极管之间形成绝缘区，以便使其电隔离，从而增加了半导体衬底制造处理步骤的数目，降低了产量，并增加了成本。

因此，本发明的目的是通过提供一种使用半导体开关与具有极小漏电流的电容器的组合的调谐设备，从而提供优良的稳定性和较宽的频率调谐范围，使该调谐设备适合在小型无线电控制時計中使用，并且通过提供一种使用此调谐设备的无线电控制時計来解决上述问题。

发明内容

为了实现上述目的，本发明采用了以下所示的主要技术结构。

本发明的调谐电路主要具有：半导体衬底，所述半导体衬底具有多个半导体开关和用于控制半导体开关的导通和截止的开关控制装置；多个电容器，其每一个均与多个半导体开关中的一个半导体开关串联；以及线圈，与多个电容器相连，其中，根据包括时间信息的标准无线电波的接收站点选择信号，通过对多个半导体开关进行导通和截止，改变多个电容器的总静电电容，从而改变由所述多个电容器和所述线圈形成的调谐电路的调谐频率。

更具体地，所述调谐电路具有半导体衬底，其设置有多个半导体开关、多个分别与所述多个半导体开关串联的第一电容器、用于控制所述半导体开关的导通和截止的开关控制装置、以及每一个均与所述多个第一电容器的每一个并联的多个线圈，其中，响应针对包括时间

信息的标准无线电波的接收站点选择命令信号，通过所述开关控制装置单独控制与所述多个第一电容器相连的各个半导体开关的所述导通和截止，改变所述多个第一电容器的总静电电容，从而改变由所述多个第一电容器和所述线圈形成的调谐电路的调谐频率。

- 5 另外，在本发明中，为了使调谐范围更宽或提高调谐操作的效率，优选地，在半导体衬底上或半导体衬底的外部，单独设置具有固定电容或可变电容的第二电容器，所述第二电容器和与第一电容器组并联的线圈相连。

- 10 在采用上述结构时，理想的是为以下结构：对第二电容器进行与第一电容器所受到的控制不同的控制。

另外，在本发明中，当使用第二电容器时，可以使用任何合适的装置来执行对第二电容器的控制，这些装置中的一个是用于通过设置在半导体衬底上的半导体开关对其执行控制的开关控制装置。

- 15 根据本发明的调谐电路，由于能够对多个电容器的半导体开关任意进行导通和截止，因此能够使可变电容范围更宽，结果，能够在调谐电路中实现较宽的调谐范围。

因此，在其中存在多个发射包括时间信息的标准无线电波的接收站点时，易于选择由每个接收站点所发射的无线电波的特定频率，并能够以其进行调谐。

- 20 多个电容器的特征在于所述多个电容器形成在半导体衬底上。

通过这样，能够减小电容器组件的数量，以使调谐电路制造得紧致而简单。

使用诸如氧化膜或氮化膜等适当的电介质材料，将形成在半导体衬底上的多个电容器形成为薄膜电容器。

- 25 通过这样，由于电容器的漏电流非常小，因此，能够获得具有优良稳定性的调谐电路。

半导体开关的一个实例是与设置在半导体衬底外部的电容器相连的开关。

- 30 通过这样，能够添加具有较大电容的电容器，而其是难以形成在半导体衬底上的，从而实现了调谐频率范围的进一步加宽，并实现了

在连接线圈的范围上的自由。

半导体开关的导通电阻小于与所述半导体开关串联的电容器的阻抗。

因此，由于能够根据相连电容器的静电电容，选择半导体开关的
5 最佳导通电阻，不仅能够使半导体开关更小，而且能够实现高灵敏性的调谐设备。

半导体开关的特征在于其截止电阻大于与所述半导体开关串联的电容器的阻抗。

因此，由于能够根据相连电容器的静电电容，选择半导体开关的
10 最佳截止电阻，能够实现高灵敏性的调谐设备。

另外，在本发明中，优选地，使在与调谐电路相连的放大器电路中所使用的电阻器的电阻值大于设置在调谐电路中的调谐电容器的阻抗，从而进一步提高天线增益。

多个电容器的特征在于使多个电容器的静电电容的总值为 9600
15 pF 或更小。

通过这样，能够其上包括多个电容器的半导体衬底的尺寸约为 2 mm×1.6 mm，从而提高了封装效率。

使线圈的电感为 0.44 mH 或更高。

通过这样，在其中将本发明的调谐电路用作无线电控制時計中的
20 调谐装置的情况下，如果多个电容器的静电电容的总值为 9600 pF 或更低，则能够调谐到标准无线电波的最高频率(77.5kHz)。

使线圈的电感为 4000 mH 或更低。

通过这样，在其中将本发明的调谐电路用作无线电控制時計中的调谐装置的情况下，如果半导体衬底或半导体衬底上的安装布置上的
25 寄生电容约为 4 pF，则能够调谐到标准无线电波的最低频率(40 kHz)。

根据本发明的无线电控制時計具有上述调谐电路、用于控制调谐电路和输入由调谐电路接收到的标准无线电波并执行时间校正的控制装置、以及用于显示来自控制装置的时间信息的显示装置。

根据本发明的无线电控制時計，不仅调谐频率可变范围更广，而
30 且能够以稳定的高灵敏性来接收标准无线电波。

另外，本发明具有由金属材料制成的金属外部部件，所述金属外部部件覆盖调谐电路、控制装置以及显示装置，向其提供机械保护。

通过这样，能够获得具有高品质触感的使用金属外部部件的无线电控制時計，具有耐损性和优良的水密性。

- 5 由金属外部部件覆盖的上述调谐电路的线圈的特征在于使其电感为 20 mH 或更大。

通过这样，能够将调谐电路的接收灵敏性保持在特定级别或以上，并且即使其具有金属外部部件，也能够实现高灵敏性的无线电控制時計。

- 10 本发明的配置在于：对调谐电路的多个半导体开关的导通和截止进行控制，从而改变调谐频率，以接收多个标准无线电波。

通过这样，能够接收具有不同频率的多个标准无线电波，使得能够获得适应不同国家和地区的无线电控制時計。

- 15 此外，为了改变调谐电路的调谐频率，本发明具有用于存储调谐控制信息的调谐信息存储装置。

通过这样，由于能够将所接收的标准无线电波的信息存储在调谐电路中，因此，能够从多个标准无线电波中选择性地任意接收一个标准无线电波。

将上述调谐信息存储装置设置在调谐电路中。

- 20 通过这样，由于能够将所接收的标准无线电波的信息存储在调谐电路中，因此，能够减少制造处理步骤数，或者调谐电路制造过程中的调节步骤数，以及能够简化调谐电路制造工艺。

调谐信息存储装置是图案切割装置、熔丝只读存储器、或非易失性存储器中的任一个。

- 25 通过这样，能够根据无线电控制時計的规格，选择最佳调谐信息存储装置，并且能够降低成本，以及简化制造工艺。

附图说明

图 1 是根据本发明第一实施例的调谐电路的电路图；

- 30 图 2 示出了根据本发明第一实施例的调谐电路的等效电路和实验

电路, 其中, 图 2(a) 是当 N 晶体管处于导通状态时, 该调谐电路的等效电路; 图 2(b) 是当 N 晶体管处于截止状态时, 该调谐电路的等效电路; 而图 2(c) 是该调谐电路的实验电路, 用于执行对 N 晶体管的导通电阻和截止电阻的影响的验证;

5 图 3 是根据本发明第一实施例的调谐电路的阻抗比与天线增益特性曲线图;

图 4 是图 3 的阻抗比与天线增益特性的部分放大曲线图, 其中, 图 4(a) 是针对利用 1800 pF 的电容器 10a 的天线增益特性 20、在比率为 0.01 或更低处的部分曲线的部分放大曲线图; 而图 4(b) 是针对利用 1800 pF 的电容器 10a 的天线增益特性 20、在比率为 250 或更高处的部分曲线的部分放大图;

图 5 是根据本发明第二实施例的调谐电路的电路图;

图 6 是描述了其中包括本发明的调谐电路的无线电控制時計与发射标准无线电波的发射站点之间的关系图;

15 图 7 是根据本发明第三实施例的无线电控制時計的电路方框图;

图 8 是示出了本发明的调谐电路与接收 IC 之间的关系的简化电路图, 其中, 图 8(a) 是根据本发明的调谐电路和接收 IC 的放大器电路的简化电路图; 图 8(b) 是图 8(a) 的等效电路; 而图 8(c) 是本发明的调谐电路和接收 IC 的放大器电路的另一简化电路图;

20 图 9 是根据本发明第四实施例的无线电控制時計的电路方框图;

图 10 是示出了根据本发明的无线电控制時計中的天线调谐调节方法的原理图, 其中, 图 10(a) 是示出了接触型的天线调谐调节方法的原理图, 而图 10(b) 是示出了非接触型的天线调谐调节方法的原理图;

25 图 11 是由根据本发明的无线电控制時計的天线调谐调节方法得到的天线输出特性的图;

图 12 是示出了现有技术的无线电控制時計的调谐电路的结构特定实例的图;

图 13 是本发明的另一特定实例的调谐电路的电路图;

30 图 14 是本发明的另一特定实例的调谐电路的电路图;

图 15 和图 16 是本发明的另一特定实例的部分放大的阻抗比与天线增益特性曲线图；

图 17 到图 20 是示出了用于测量 Q 值的方法实例的图；

图 21 和图 22 是描述了使用根据本发明的无线电控制時計的实例的图；

图 23 是示出了其中将本发明的调谐电路与放大器电路相连的电路的实例的电路图；

图 24 是示出了如图 23 中所示的放大器电路电阻与调谐电路中的电容器阻抗的比值与天线增益衰减的关系的曲线图。

10

具体实施方式

以下根据附图详细描述本发明的实施例。图 1 是示出了作为本发明第一实施例的调谐电路 1 的结构实例。

例如，在图 1 中，公开了一种适合在无线电控制時計的接收部分中使用的调谐电路 1。

在附图中，其结构包括：半导体衬底 200，设置有多个半导体开关 5、每一个均与多个半导体衬底 5 串联的多个第一电容器 4、以及控制半导体开关 5 的接通和断开的开关控制装置 6；以及多个第一线圈 201，形成天线 2 并与第一电容器 4 的每一个并联，其中，响应包括时间信息的标准无线电波的、所接收的站点选择命令信号，开关控制装置 6 通过单独控制与多个第一电容器 4 相连的每个半导体开关 5 的接通和断开，改变多个第一电容器 4 的总静电电容，从而改变由多个第一电容器 4 和线圈 201 形成的调谐电路 1 的调谐频率。

作为对根据第一实施例的调谐电路 1 的结构更详细的描述，在图 1 中，2 表示具有线圈 201 的接收天线，用于接收无线电波，由缠绕大体上为条形的高导磁率材料的导体形成，所述天线输出由所接收到的无线电波感应的天线信号 P6 和 P7。3 是形成在一个芯片中的调谐 IC，且其包括半导体衬底 200。4a 到 4f 是形成在调谐 IC 3 内的多个第一电容器，这些形成为由介电材料制成的薄膜，包括由 SiO_2 等制成的氧化膜、或由 Si_3N_4 等制成的氮化膜。

将第一电容器 4a 到 4f 的一个端子共同连接到接收天线 2 的天线信号 P6。

5a 到 5f 是用作半导体开关 5 的 N 沟道 MOS 晶体管(下文称为 N 晶体管)。将 N 晶体管 5a 到 5f 的漏极端子 D 与第一电容器 4a 到 4f 的其它端子串联, 并将 N 晶体管 5a 到 5f 的源极端子 S 共同连接到接收天线 2 的天线信号 P7, 并且还连接到作为电接地的 GND。另外, 可以将电接地 GND 与天线端子 P6 相连。6 是用作开关控制装置的计数器电路, 具有时钟端子 CL 和使能端子 EN, 并作为二进制计数器进行操作, 对来自时钟端子 CL 的脉冲进行计数, 且其还具有计数端子 Q0 到 Q5, 作为输出端子。

另外, P0 到 P5 是从计数器电路 6 的计数端子 Q0 到 Q5 输出的计数信号, 将其分别与 N 晶体管 5a 到 5f 的栅极端子 G 相连。

P8 是与计数器电路 6 的时钟端子 CL 相连的时钟信号, 而 P9 是与计数器电路 6 的使能端子 EN 相连的使能信号。P10 是作为调谐电路 1 的输出的调谐信号, 并与第一电容器 4a 到 4f 的一个端子相连, 以及与天线信号 P6 相连。在其中天线信号 P6 与 GND 相连的情况下, 调谐信号 P10 与天线信号 P7 相连。

接着, 以下对根据本发明第一实施例的调谐电路 1 的操作进行描述。在图 1 中, 在其中使能信号 P9 处于逻辑 0 的时间段内, 计数器电路 6 保持复位状态, 且从计数端子 Q0 到 Q5 输出的计数信号 P0 到 P5 保持在逻辑 0。结果, 由于 N 晶体管 5a 到 5f 的栅极端子 G 上的电位保持在零伏, 因此所有 N 晶体管 5a 到 5f 处于截止状态, 且第一电容器 4a 到 4f 与接收天线 2 隔离, 从而并未形成调谐电路。

接下来, 当使能信号 P9 变为逻辑 1 时, 清除计数器电路 6 的复位状态, 且待机状态发生, 其中, 对时钟信号 P8 的脉冲进行计数。在此情况下, 当将由时钟信号 P8 引起的一个脉冲输入到时钟端子 CL 时, 计数器电路 6 执行计数操作, 并且在计数端子 Q0 处输出的计数信号 P0 变为逻辑 1。按照相同方式, 如果将由时钟信号 P8 引起的两个脉冲输入到时钟端子 CL, 则计数器电路 6 执行计数操作, 并且在计数端子 Q1 处输出的计数信号 P1 变为逻辑 1。

按照相同的方式，如果将由时钟信号 P8 引起的 63 个脉冲输入到时钟端子 CL，则计数器电路 6 达到最大计数，并且所有计数信号 P0 到 P5 变为逻辑 1。在此情况下，由于计数信号 P0 到 P5 与 N 晶体管 5a 到 5f 的栅极端子 G 相连，与计数信号 P0 到 P5 相连的 N 晶体管 5a 到 5f 处于导通状态。此外，与处于导通状态的 N 晶体管 5a 到 5f 的每一个串联的第一电容器 4a 到 4f 与接收天线 2 相连，接收天线 2 和与所述接收天线 2 相连的第一电容器 4a 到 4f 形成并联谐振电路，用作调谐设备 1 的调谐电路。

作为示例，考虑了以下情况：在调谐 IC 3 中形成具有 12.5 的静电电容的第一电容器 4a、具有 25 pF 的静电电容的第一电容器 4b、具有 50 pF 的静电电容的第一电容器 4c、具有 100 pF 的静电电容的第一电容器 4d、具有 200 pF 的静电电容的第一电容器 4e、以及具有 400 pF 的静电电容的第一电容器 4f。结果，响应时钟信号 P8 的脉冲数，将利用从最小 0 pF 到最大 787.5 pF 范围的、具有 12.5 pF 的分辨率的静电电容来形成调谐电路，，与接收天线 2 并联。

然而，实际上，由于相互连接等而导致的调谐 IC 3 中的寄生电容和浮动电容等，因此将向上述静电电容上添加从几个到几十个 pF 范围的静电电容。

按照以下等式得到由接收天线 2 和通过 N 晶体管 5a 到 5f 与所述接收天线 2 相连的第一电容器 4a 到 4f 形成的调谐电路的调谐频率（即，谐振频率）F，接收天线 2 的电感为 L，相连的电容器 4a 到 4f 的总静电电容为 C。

$$F = 1/2 \pi \sqrt{LC} \quad (\text{等式 1})$$

因此，根据等式 1，能够理解，当电容器 4a 到 4f 的总静电电容改变时，调谐频率 F 改变。在调谐频率 F，由接收天线 2 和电容器 4a 到 4f 形成的调谐电路的阻抗最大，且当所接收到的具有等于调谐频率 F 的频率的无线电波到达接收天线 2 时，在天线信号 P6 和 P7 之间，将感应具有与调谐频率 F 相等的频率的接收信号，并输出为调谐信号 P10。

即，因为在本发明的调谐电路 1 中，响应时钟信号 P8 的脉冲数，

第一电容器 4a 到 4f 与接收天线 2 相连，能够任意改变调谐频率 F。

结果，根据到达接收天线 2 的各种频率的无线电波，能够选择并接收利用调谐频率 F 选择的特定无线电波。在此实施例中，尽管多个第一电容器是第一电容器 4a 到 4f，即，6 个电容器，且存在 6 个 N 晶体管 5a 到 5f，用于接通和断开与第一电容器 4a 到 4f 的连接，但是并不限于此数量，如果需要实现更宽的调谐范围，还能够增加第一电容器和 N 晶体管的数量，或者，如果不需要这样较宽的调谐范围，还能够减少第一电容器和 N 晶体管的数量。

根据所需性能，还能够任意设定第一电容器 4a 到 4f 的静电电容。
具体地，由于本发明的调谐电路 1，通过利用多个具有相同电容或相互不同电容的电容器的组合，易于适当地改变调谐电路 1 中总静电电容，通过任意改变调谐电路 1 的调谐频率，能够任意设置正在接收的无线电波的频率。

结果，在用户移动到任何国家或地区、并接收包括在该国家或地区中所接收到的时间信息的标准无线电波的情况下，当执行无线电控制时计的时间信息的校正时，通过响应合适的选择命令信号，并执行驱动控制装置 6 的操作，能够将调谐电路中的调谐频率调整为能够接收的标准无线电波的频率，因此容易地接收到所需标准无线电波。

在本发明中，由于使用了多个第一电容器，通过选择性地组合这些电容器，能够在调谐电路 1 中设置为多个调谐频率，从而能够容纳多个类型的标准无线电波。

具体地，例如，在其中不清楚什么频率是来自指定接收站点的标准无线电波的情况下，设置合适的外部操作装置 202，使其用作接收站点选择装置，或者自动地、或者利用手动操作，从外部操作装置 202 输入控制控制装置 6 的驱动的使能信号 P9 和时钟信号 P8，作为接收站点选择命令信号，并响应时钟信号进行对第一电容器 4 的组合的选择，并执行该选择，以便确定在该处使作为来自调谐电路 1 的输出 P10 的谐振输出最大的总静电电容，将所设置的条件、或者针对接收站点频率和第一电容器 4 的组合的多个选择状态预先存储在适当的存储装置中，从而在其中预先知道接收国家或地区中的标准无线电波的频率

的情况下，通过从外部操作装置 202 向控制装置 6 输入选择指定频率的代码号，可以读取用于选择与所指定的频率相对应的第一电容器 4 的组合条件，所述组合条件存储在存储装置中，从而执行第一电容器 4 的组合选择操作。

- 5 以下是当接收标准无线电波时，对根据本发明的调谐方法与现有技术所使用调谐方法之间的差别的简要描述。

具体地，对于现有方法，如图 12 中所示，在时计能够在日本接收 40 kHz 和 60 kHz 无线电波，以及在德国接收 77.5 kHz 无线电波的情况下，在现有调谐系统中，进行在现有系统中所示的连接，从而预先连接 C1、C4 和 C7，并对 C2、C3、C4 和 C8 进行组合开关，从而调整到各个谐振频率。

例如，如果利用具有 2 mH 的 L1 值的天线以及具有 $\pm 5\%$ 公差和天线 Q 值为 100 的商用电容器进行调谐，并且在从最大增益开始 3 dB 衰减点之间的范围上进行调谐，则 C1 为 1800，C4 为 1200，以及 C7 为 3900，77.5 kHz 调谐范围为 ± 387.5 Hz，60 kHz 调谐范围为 ± 300 Hz，以及 40 kHz 调谐范围为 ± 200 Hz。

在调谐到 77.5 kHz 的情况下，将开关 SW1 和 SW2 设置为断开，并在 C1 已连接的条件下，确定谐振频率并进行补偿。

在此情况下，尽管最大电容器 C2 是 390 pF，因为由于电容器的公差而使频率可能落到上述范围之外，因此，为了再次确定谐振频率，则确定谐振频率，并利用此结果执行补偿和调整。

当完成这些时，最大电容 C3 为 33。

之后，测量谐振频率，作为对谐振频率的检验。

接着，在调谐到 60 kHz 的情况下，将开关 SW1 设置为接通，而将开关 SW2 设置为断开，并在其中 C1、C2、C3 和 C4 已连接的条件下，确定谐振频率并进行补偿。

在此情况下，尽管最大电容器 C5 是 220 pF，因为由于电容器的公差、频率可能落到上述范围之外，为了再次确定谐振频率，则确定谐振频率，并利用此结果执行补偿和调整。

30 之后，测量谐振频率，作为对谐振频率的检验。

此时，最大电容 C6 为 33。

接着，在调谐到 40 kHz 的情况下，将开关 SW1 设置为接通，而将开关 SW2 设置为断开，并在其中 C1、C2、C3、C4、C5 和 C6 已连接的情况下，确定谐振频率并进行补偿。

5 在此情况下，最大电容 C8 为 680 pF。

之后，测量谐振频率，作为对谐振频率的检验。

如上所述，需要 8 个调谐电容器，以调谐到 3 个站点，并且需要 8 次来确定谐振频率，为了确定谐振频率的目的，还需要焊接电容器。

与上述相反，在本发明中，例如，如上所述，如果将 8 个电容器
10 和半导体开关 5 预先构建在 IC 电路中，如图 1 所示，通过仅执行适当的开关控制，能够容易地改变调谐电路中所有的静电电容，因此提供了不必针对每个单独连接进行焊接的优点，以及简化制造工艺和缩小了尺寸的优点。

接下来，作为针对结构执行研究的发明人所进行的研究的结果，
15 利用其，在本发明的调谐电路 1 中，进一步提高了接收性能，已经认识到：通过将半导体开关 5 的电阻值与第一电容器的阻抗之间的关系保持在适当的条件，能够改善接收性能，从而实现高级别接收性能，即使在将其中包括调谐电路的无线电波接收电路容纳于金属外部部件内的情况下。

20 具体地，已经认识到：在本发明的调谐电路 1 中，需要对每个半导体开关 5 的导通电阻进行设置，以便使其小于与所述半导体开关 5 串联的每个电容器 4 的阻抗，表明还需要对每个半导体开关的截止电阻进行设置，以使其大于与所述半导体开关 5 串联的电容器 4 的阻抗。

下列所述是参考图 2 到图 4，对如图 1 中所示的用作半导体开关
25 5 的 N 晶体管 5a 到 5f 的导通电阻和截止电阻的一些影响的验证，以及 N 晶体管 5a 到 5f 的导通电阻和截止电阻的优选值大致为何值。

图 2 示出了图 1 中所示的形成调谐设备的调谐电路 1 的等效电路、以及实验电路，图 2(a) 示出了在其中调谐电路 1 的 N 晶体管 5a 到 5f 处于导通状态的条件下的等效电路，图 2(b) 示出了在其中 N 晶体管 5a
30 到 5f 处于截止状态的状态下的等效电路。

在图 2(a) 中, 4 表示电容器, 代表第一电容器 4a 到 4f, 而 5 是 N 晶体管, 代表 N 晶体管 5a 到 5f。当将电压 V_g 施加到 N 晶体管 5 的栅极端子 G 时, N 晶体管 5 导通。处于此状态的等效电路如箭头 A 所示。在图 2(a) 的等效电路中, 5_{on} 表示 N 晶体管 5 的导通电阻, 5_s 表示表明 N 晶体管 5 的导通操作的开关, 而 4 表示与 N 晶体管 5 串联的电容器。

即, 由于 N 晶体管 5 是半导体开关, 即使当其处于导通状态时, 也存在一定量的导通电阻 5_{on} 。

接下来, 在图 2(b) 中, 电容器 4 是代表第一电容器 4a 到 4f 的容器, 而 N 晶体管 5 代表 N 晶体管 5a 到 5f。由于 N 晶体管 5 的栅极端子 G 处于与源极端子相同的电位, 因此 N 晶体管 5 截止。此时的等效电路用箭头 B 来指示。在此情况下, 在图 2(b) 的等效电路中, 5_{off} 表示 N 晶体管 5 的截止电阻, 5_s 表示表明 N 晶体管 5 的截止操作的开关, 而 4 是代表与 N 晶体管 5 串联的电容器。即, 由于 N 晶体管 5 是半导体开关, 即使其处于截止状态, 其电阻值也并非是有限的, 存在一定有限的截止电阻 5_{off} 。

以此方式, N 晶体管, 即, 半导体开关, 具有导通电阻 5_{on} 和截止电阻 5_{off} , 并且不能忽略导通电阻 5_{on} 和截止电阻 5_{off} 对调谐电路 1 的影响。如果使 N 晶体管 5 的尺寸无限大, 则能够使导通电阻 5_{on} 具有几乎为零的值。然而, 如果使晶体管尺寸较大, 则将 N 晶体管 5 包括在其中的调谐 IC 芯片 3 的尺寸变得较大, 并且存在成本增加和小型调谐设备的实现的问题。此外, 如果使 N 晶体管 5 的尺寸较大, 则存在浮动电容和寄生电容的增加, 导致使调谐频率的可变范围变窄的问题。

如果使调谐 N 晶体管 5_{on} 的阈值电压较高, 能够完全实现较高的截止电阻 5_{off} 。然而, 为了将调谐电路构建到诸如无线电控制時計等电池供电设备内, 低压驱动是必需的, 因此此方案并不有利。此外, 如果使阈值电压较高, 则结果是导通电阻的增加, 导致计数器效能(counter-effect)的问题。由于此情况, 需要对 N 晶体管 5 的导通电阻和截止电阻进行更优选择, 从而使对调谐电路的不利影响最小化,

并且调谐 IC 3 的芯片的尺寸不发生增加，并且使低压驱动是可行的。

根据上述观点，申请人进行了实验，以研究用作半导体开关 5 的 N 晶体管 5 的导通电阻和截止电阻的影响，并对其最佳值进行验证，在下文对其进行描述。

5 图 2(c) 是为了验证 N 晶体管的导通电阻和截止电阻的最佳值的实验电路，示出了具有与图 1 中的调谐电路 1 类似的结构调谐电路，具有接收天线 2、多个电容器 4a 到 4f、以及 N 晶体管 5a 到 5f。

10 在图 2(c) 中，2 是与图 1 中所示的接收天线等效的接收天线。10a 到 10d 是几乎不具有漏电流的芯片型或离散型电容器，设置其以使其具有不同静电电容，使其每一个的一个端子与接收天线 2 的一个端子共同相连。

11a 到 11d 是与图 1 的 N 晶体管 5a 到 5f 相对应的开关，其具有极小的导通电阻。12 是与图 1 中的 N 晶体管 5a 到 5f 的导通电阻或截止电阻相对应的可变电阻器，提供了较宽范围的可变电阻。

15 可以将可变电阻器 12 任意设置在电容器 10a 到 10d 与开关 11a 到 11d 之间，而在图 2(c) 的情况下，将其设置在电容器 10a 与开关 11a 之间。电容器 10a 的静电电容是 1800，电容器 10b 的静电电容是 1000，电容器 10c 的静电电容是 560，而电容器 10d 的静电电容是 100。

20 另外，13 是激励线圈，将其设置在接收天线 2 的附近，并产生与所接收的无线电波相对应的 AC 磁场 14。15 是 AC 信号产生器，为了在激励线圈 13 中产生 AC 磁场 14，其提供 40 kHz 区域中的 AC 信号。按照电感调整接收天线 2，从而利用电容器 10a 到 10d 的总静电电容，使谐振频率大约为 40 kHz。16 是高输入阻抗 AC 电压表，与接收天线 2 的两端相连，用于测量接收天线 2 所感应的 AC 信号。

25 接着，将解释实验方法。在图 2(c) 中，首先使可变电阻器 12 的电阻值足够小，并闭合所有开关 11a 到 11d。然后，使用 AC 信号产生器 15 来将 AC 信号提供给激励线圈 13，并产生 AC 磁场 14。

这样，通过 AC 磁场 14，在接收天线 2 中对 AC 电流进行感应，并且能够利用 AC 电压表 16 测量所感应的 AC 电流。

30 此时，具有通过改变 AC 信号产生器 15 的频率得到的、由 AC 电

压表 16 所测量到的最大测量值的频率是根据接收天线 2 的总静电电容和电容器 10a 到 10d 的电容的调谐频率，并记录 AC 电压表 16 在此频率上的值。

接着，在稍微增加可变电阻器 12 的值之后，对 AC 信号源 15 的频率进行细微调整，并记录使 AC 电压表 16 上的测量值最大的值，与上述类似。

以相同方式，当使可变电阻器 12 的电阻值持续变大时，记录 AC 电压表 16 上的值的任务发生重复，进行测量，直到相对于 AC 信号的可变电阻器 12 的电阻值与电容器 10a 的阻抗之间的比率为 1 为止，之后，增加可变电阻器 12 的电阻值，直到此比率为 10 倍、100 倍、以及 1000 倍为止，每次均对 AC 电压表 16 上的测量值进行记录。

图 3 是上述的测量结果的图示汇总，以天线增益特性与阻抗比率的曲线图的形式。在图 3 中，X 轴是相对于频率的可变电阻器 12 的电阻值与电容器 10a 到 10d 的阻抗的比率，而 Y 轴是天线增益，在 AC 电压表 16 上为分贝显示，相对于 0 dB 的基准进行表示，其是来自 AC 信号源 15 的输出电压。

在图 3 中，20 是当可变电阻器 12 与 1800 的电容器 10a 串联时的天线增益特性。在此情况下，在其中电阻 / 电容器阻抗比率非常小(如大约 0.001)的区域中(即，在其中可变电阻器 12 的电阻值非常小的区域中)，天线增益大约为 -30 dB，代表相对较高的增益。然而，如所示，当使电阻 / 电容器阻抗比率更高时，天线增益急剧减小，并且在其中电阻 / 电容器阻抗比率为 1 的区域中，天线增益降至最低级别，达到 -60 dB。

另外，当电阻 / 电容器阻抗比率增加而超过 1 时，天线增益再次升高，并当电阻 / 电容器阻抗比率处于 100 以上的区域中(即，在其中可变电阻器 12 的电阻值非常高的区域中)时，天线增益再次上升为大约 -30 dB。以相同的方式，21 示出了当可变电阻器 12 与 1000 pF 的电容器 10b 串联时的天线增益特性。在此情况下，移除已经与电容器 10a 相连的可变电阻器 12，并使电容器 10a 与开关 11a 直接相连。

即，在图 3 中，其中电阻 / 电容器阻抗比率为 1 或更小的区域指

示半导体开关 5 的导通电阻的区域, 相反, 其中电阻 / 电容器阻抗比率为 1 或更大的区域指示半导体开关 5 的截止电阻的区域。

在此情况下, 当接收到天线增益特性 21 时, 应当理解, 在其中电阻 / 电容器阻抗比率为 1 的区域中, 衰减大约为-54 dB, 与上述天线增益特性 20 相比, 是轻微衰减, 但是改变电容器静电电容并不能引起天线增益特性的极大改变。以相同的方式, 天线增益特性 22 是当可变电阻器在 2 与 560 pF 的电容器 10c 串联时的天线增益特性, 而天线增益特性 23 是当可变电阻器 12 与 100 pF 的电容器 10d 串联时的天线增益特性。尽管这些天线增益特性中的衰减量不同, 但由于天线增益几乎都在其中电阻 / 电容器阻抗比率为 1 的区域中发生减小, 因此其天线增益特性的趋势一致。

接着, 以下对天线增益几乎都在其中可变电阻器 12 与电容器阻抗之间的比率为 1 的邻近区域中发生减小的原因进行描述。

在图 2(c) 中, 由于在此区域中, 相对于电容器 10a 的阻抗, 可变电阻器 12 的电阻小到足以忽略, 由于不存在由可变电容器 12 造成的影响, 接收天线 2 和电容器 10a 到 10d 操作为 LC 并联谐振电路, 并且由于损耗非常小, 因而天线增益较大(例如, 在其中比率为 0.01 或更小的区域中)。然而, 当可变电阻器 12 的电阻值变大时, 由于可变电阻器 12 充当 LC 并联谐振电路中的损耗, Q 值变小, 导致天线增益的减小。

在其中可变电阻器 12 的电阻值与电容器 10a 的阻抗之间的比率为 1 的区域中, 由于相对于电容器 10a, 可变电阻器 12 的影响最大, LC 并联谐振电路的损耗也最大, 导致天线增益的最大减小。但是, 当可变电阻器 12 与电容器 10a 的阻抗之间的比率超过 1 时, 可变电阻器 12 作为电容器阻碍了电容器 10a 操作, 并当可变电阻器 12 变得充分大于电容器 10a 的阻抗(例如, 在其中比率为 100 或更大的区域中)时, 电容器 10a 从 LC 并联谐振电路中等效切断, 从而 LC 并联谐振电路的电容是仅 3 个电容器(如电容器 10b 到 10d)的总静电电容。结果, 尽管略微地改变了谐振频率, 但减少了由于可变电阻器 12 引起的损耗, 且天线增益再次变高。

接着, 根据图 3 中所示的结果, 将展示对如图 2(a) 和 2(b) 中所示的 N 晶体管 5 的导通电阻 5_{on} 和截止电阻 5_{off} 的优选值的验证。

在此点上, 可以将高灵敏性和高选择性看作接收无线电波的调谐设备的电特性的重要元素。根据此观点, 优选地, 使调谐设备的天线增益尽可能地高, 而调谐电路的损耗较小, 以及其 Q 较高。

因此, 正如根据图 3 的天线增益特性所能理解的那样, 必须确定 N 晶体管 5 的导通电阻 5_{on} 的值和截止电阻 5_{off} 的值, 从而使导通电阻或截止电阻与电容器的阻抗之间的比率不处于 1 的区域中。即, 优选地, 使用作半导体开关的 N 晶体管 5 的导通电阻 5_{on} 的值小于与所述 N 晶体管 5 串联的电容器 4 的阻抗(即, 比率为 1 或更小)。以相同的方式, 优选地, 使 N 晶体管 5 的截止电阻 5_{off} 的值大于与所述 N 晶体管 5 串联的电容器 4 的阻抗(即, 比率为 1 或更大)。

接下来, 针对 N 晶体管 5 的导通电阻 5_{on} 和截止电阻 5_{off} 的更优值执行详细验证。图 4 是图 3 的阻抗比率与天线增益特性的部分放大曲线图, 其中, 图 4(a) 是使用 1800 电容器 10a、在其中电阻 / 电容器阻抗比率为 0.01 或更低的情况下的天线增益特性的部分放大曲线图, 而图 4(b) 是使用 1800 电容器 10a、在其中电阻 / 电容器阻抗比率为 250 或更高的情况下的天线增益特性的部分放大曲线图。

图 15 是当使用 1800 电容器 10a 时、在 0.03 到 1 的电阻 / 电容器阻抗比率范围之上的天线增益特性 20 的部分放大曲线图, 以相同的方式, 图 16 是当使用 1800 电容器 10a 时、在 1 到 31 的电阻 / 电容器阻抗比率范围之上的天线增益特性 20 的部分放大曲线图。

在图 15 中, 当电阻 / 电容器阻抗比率大约为 1 时的天线增益是 60 dB, 当可变电阻器 12 与电容器阻抗相等时(即, 具有理想的导通电阻)所述比率为 1。因此, 由于选取 -60 dB 天线增益作为最差天线增益, 根据图 15(点 T1), 在所述增益增加了 2 dB 的 -58 dB 点处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.6, 优选地, 导通电阻 5_{on} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 0.6 或更小。

另外, 在所述增益从 -60 dB 的最差天线增益增加了 4 的 -56 dB 点处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.43(点 T2), 根据图 4(a), 优

选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 0.43 或更小。

此外,在所述增益从 -60 dB 的最差天线增益增加了 10 的 -50 dB 点处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.19(点 T3),根据图 4(a),优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 0.19 或更小。

- 5 另外,在所述增益从 -60 dB 的最差天线增益增加了 20 的 -40 dB 点处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.03(点 T4),根据图 4(a),优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 0.03 或更小。

- 在图 4(a)中,电阻 / 电容器阻抗比率为 0.001 处的天线增益是 -29.5 dB,而当可变电阻器 12 处于实质上接近于零的值时(即,理想
10 导通电阻),所述比率为 0.001。因此,选取 -29.5 dB 的天线增益(箭头 C)作为理想天线增益,根据图 4(a),由于在从 -29.5 dB 的理想天线增益衰减了 3 dB 的 -32.5 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.0084(点 N3),优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的比率为 0.0084 或更低。

- 15 以及,由于在从 -29.5 dB 的理想天线增益衰减了 2 dB 的 -31.5 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.0057(点 N2),还优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的比率为 0.0057 或更低。此外,由于在从 -29.5 dB 的理想天线增益衰减了 1 dB 的 -30.5 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 0.003(点 N1),更优选地,导通电阻 5Ω 与电容器
20 4 的阻抗之间的比率为 0.003 或更低。

- 接下来,在图 16 中,在电阻 / 电容器阻抗比率大约为 1 处的天线增益是 60 dB,这是可变电阻器 12 的电阻与电容器阻抗相等的情况(即,最不理想的导通电阻)。因此,采用 -60 dB 作为最差天线增益,根据图 16,由于在从最差天线增益增加了 2 dB 的 -58 dB 处的电阻 /
25 电容器阻抗比率大约为 2.8(点 T5),优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 2.8 或更大。

由于在从最差天线增益 -60 dB 增加了 4 dB 的 -56 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 3.9(点 T6),根据图 4(a),还优选地,导通电阻 5Ω 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 3.9 或更大。

- 30 由于在从 -60 dB 的最差天线增益增加了 10 dB 的 -50 dB 处的电

阻 / 电容器阻抗比率大约为 9 (点 T7)，根据图 4(a)，还优选地，导通电阻 5_{on} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 9 或更大。

由于在从 -60 dB 的最差天线增益增加了 20 dB 的 -40 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 31 (点 T8)，根据图 4(a)，还优选地，导通电阻 5_{on} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 31 或更大。

在图 4(b) 中，由于 -26.2 dB 的天线增益在曲线图的范围之外，这是当可变电阻器 12 的值接近于无穷大 (即，理想的截止电阻) 时的天线增益。因此，采用 -26.2 dB 作为理想天线增益 (箭头 D)，根据图 4(b)，由于在从理想天线增益减小了 3 dB 的 -29.2 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 300 (点 F3)，因此，优选地，截止电阻 5_{off} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 300 或更大。

由于根据图 4(b)，在从 -26.2 dB 的理想天线增益减小了 2 dB 的 -28.2 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 450 (点 F2)，优选地，截止电阻 5_{off} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 450 或更大。此外，根据图 4(b)，由于在从 -26.2 dB 的理想天线增益正好减小了 1 dB 的 -27.2 dB 处的电阻 / 电容器阻抗比率大约为 900 (点 F1)，优选地，截止电阻 5_{off} 与电容器 4 的阻抗之间的阻抗比率为 900 或更大。

如上所述，根据与用作图 2(c) 中所示的半导体开关的 N 晶体管 5 的导通电阻和截止电阻有关的实验结果，通过将导通电阻和截止电阻分别设置在优选值处，能够提高图 1 中所示的本发明第一实施例的调谐电路 1 的灵敏性和选择性。尽管本发明第一实施例使用 N 沟道晶体管作为半导体开关 5，但并不限于 N 晶体管，也能够使用 P 沟道 MOS 晶体管。还能够使用由 N 沟道和 P 沟道 MOS 晶体管对的组合构成的传输门，以及能够使用双极型晶体管。

另外，通过根据上述标准对如图 1 中所示的 N 晶体管 5a 到 5f 的导通电阻进行选择，能够使晶体管尺寸最小化。例如，尽管图 1 中的电容器 4a 的静电电容为 12.5 pF，但是在 40k Hz 频率处其阻抗大约为 300 k Ω 。根据上述实验，由于电阻 / 电容器阻抗比率 (例如，针对衰减了 3 dB 的天线增益) 的优选值为 0.0084 或更低，因此相应的导通电阻是 $300 \text{ k}\Omega \times 0.0084 = 2.5 \text{ k}\Omega$ 。能够利用充分小的 N 晶体管 5a

到 5f 实现 $2.5\text{ k}\Omega$ 的导通电阻。

最大静电电容是电容器 4f 的 400 pF ，其计算得到的阻抗大约为 $10\text{ k}\Omega$ ，以相同的方式，如果将电阻 / 电容器阻抗比率取作 0.0084，则相应的导通电阻为 $84\text{ }\Omega$ 。只要将 N 晶体管 5a 到 5f 至少制造为特定尺寸，就能够充分实现此 $84\text{ }\Omega$ 的导通电阻。

即，因为在本发明中，能够根据串联的电容器 4 的静电电容，将用作半导体开关 5 的 N 晶体管的尺寸选择为最小尺寸，所以能够尽可能地减小调谐 IC 3 的芯片尺寸，从而实现小型低成本的设备。

另外，由于能够使 N 晶体管尺寸变小，因此，能够将由于 N 晶体管而出现的寄生电容和浮动电容减到最小，以便实现从非常小的电容到较大的电容的改变，从而实现具有优良调谐电路的调谐设备。

对于图 1 中所示的 N 晶体管 5a 到 5f 的截止电阻，可以举出相同的效果。例如，由于电阻 / 电容器阻抗比率为 300 或更高，相对于上述 12.5 pF 的电容器 4a 的 N 晶体管 5a 的截止电阻的优选值（例如，针对衰减了 3 dB 的天线增益）为 $300\text{ k}\Omega \times 300 = 90\text{ M}\Omega$ 。在此情况下，利用具有 $2.5\text{ k}\Omega$ 的导通电阻的 MOS 晶体管，即使在低电源电压时，也能够充分实现 $90\text{ M}\Omega$ 的截止电阻。

此外，如果相对于 400 pF 的电容器 4f 对 N 晶体管 5f 的截止电阻的优选值进行类似的计算，则得到 $10\text{ k}\Omega \times 300 = 3\text{ M}\Omega$ 。即使在低电源电压时，也可以用具有 $84\text{ }\Omega$ 导通电阻的 MOS 晶体管来充分实现此 $3\text{ M}\Omega$ 的截止电阻。通过以此方式来选择针对串联电容器的导通电阻和截止电阻的最佳值，即使在低压驱动的情况下，也能够实现具有优良调谐电路的调谐设备。

如上所述，由于调谐 IC 3 中的多个电容器 4a 到 4f 是具有诸如 SiO_2 等氧化膜电介质的电容器，与使用耗尽区的电容器相比，其具有极小的漏电流，因此，其是具有非常小的损耗的优良电容器。结果，能够在形成有接收天线 2 的调谐电路中实现高 Q 值，从而实现针对所接收的无线电波具有高选择性的高稳定调谐设备。

接下来，将描述形成在调谐 IC 3 内的多个电容器的总静电电容的上限值。如果考虑到封装效率，则不能将调谐 IC 3 的芯片尺寸制造

得非常大，并且由于芯片尺寸直接导致成本增加，优选地，使其尽可能地小。出于这些原因，使调谐 IC 3 的芯片尺寸与 2016 尺寸芯片元件的尺寸相同，为 $2\text{ mm} \times 1.6\text{ mm}$ 或更小。如上所述，如果由氧化膜形成电容器，并且该氧化膜的厚度大约为 $120\text{ \AA}$ ，则芯片尺寸内能够形

5 成的最大总静电电容大约为 9600 pF 。因此，优选地，调谐 IC 3 的总静电电容为 9600 pF 或更小。

本发明的电容器并不限于氧化膜电容器，还可以是氮化膜电容器或使用不同类型的介电材料的电容器。

另外，由于调谐 IC 3 还包括安装垫 (pad) 以及具有半导体开关
10 和计数器电路等的控制装置，如果减去由这些元件所占用的表面积，则可以用于电容器的表面积约为 $1.6\text{ mm} \times 1.2\text{ mm}$ ，根据此表面积计算得到的静电电容大约为 5760 pF 。因此，优选地，调谐 IC 3 的总静电电容为 5760 pF 或更低。另外，如果考虑到诸如用于安装调谐 IC 3 的填充树脂的扩散和模制材料的厚度等项目，则需要使芯片尺寸甚至
15 更小，而根据这些条件，包括在其中的电容器的总静电电容的计算结果约为 960 pF 。因此，更优选地，调谐 IC 3 的总静电电容为 960 pF 或更小。

接着，将描述接收天线 2 的电感的下限值。如果将本发明第一实施例的调谐电路 1 用作无线电控制時計的调谐设备，在由所述无线电
20 控制時計接收的所有标准无线电波发射站点中、具有最高频率的发射站点是德国的 DCF77，其具有 77.5 kHz 的发射频率。

如上所述，考虑到芯片尺寸等，优选地，调谐 IC 3 的总静电电容为最大约为 9600 pF 。根据这两个条件，计算出接收天线 2 的电感为约 0.44 mH 。因此，优选地，接收天线 2 的电感为 0.44 mH 或更高。

25 如上所述，考虑到诸如安装垫和控制装置所占用的表面积等事情，调谐 IC 3 的总静电电容约为 5760 pF ，并且根据此条件，计算得到的接收天线 2 的电感约为 0.73 mH 。

因此，优选地，接收天线 2 的电感为 0.73 mH 或更高。如上所述，考虑到诸如在调谐 IC 3 上安装元件所用的填充树脂的扩散尺寸等事

情，调谐 IC 3 的总静电电容约为 960 pF，从而接收天线 2 的电感的计算结果变为约 4.4 mH。优选地，接收天线 2 的电感为 4.4 mH 或更高。

接着，将描述接收天线 2 的电感的上限值。

- 5 如果将本发明第一实施例的调谐电路 1 用作无线电控制時計的调谐设备，则在通过无线电控制時計接收的所有标准无线电波发射站点中具有最低频率的发射站点是日本的福岛台，其具有 40 kHz 的发射频率。可以将当调谐 IC 3 内所有电容器均与接收天线 2 断开时调谐 IC 3 内的寄生电容和浮动电容的总值视为非常小的值，约为 4 pF。根据这
10 两个条件，如果对接收天线 2 的电感进行计算，则结果约为 4000 mH。因此，优选地，接收天线 2 的电感为 4000 mH 或更小。

- 另外，如果考虑到接收天线 2 的寄生电容，则当调谐 IC 3 中所有电容器均与接收天线 2 断开时的总静电电容大约为 14 pF。根据此条件计算接收天线 2 的电感，结果大约为 1100 mH。因此，还优选地，
15 接收天线 2 的电感为 1100 mH 或更小。

- 如上所述，根据本发明第一实施例，利用设置在单个半导体衬底上的半导体开关和具有极小漏电流的电容器的组合，能够实现高 Q 值及优良的稳定性，并实现具有较宽范围的调谐频率可变性的调谐设备。如果根据与半导体开关相连的电容器的阻抗，将导通电阻或截止电阻
20 选择为优选值，则能够减少调谐电路的损耗，并实现高灵敏性调谐设备。由于通过对半导体开关的导通电阻和截止电阻进行选择，能够使晶体管的尺寸最小化，所以能够减小调谐 IC 的封装表面积和成本，并使调谐 IC 的浮动电容和寄生电容最小，使其能够提供优良的调谐设备，在其调谐电路中具有从非常小的电容到较大电容的可变电容范围。

- 25 因为将调谐电路内的多个电容器形成在半导体衬底内，能够极大地减少外部连接组件的数量，从而实现调谐设备的尺寸的减小和制造工艺的简化。由于使用 MOS 晶体管作为半导体开关来实现对形成调谐电路的多个电容器的开关，因此，用于此开关的电源可以是与其它电路共同使用的单个电源，并且由于不需要单独的负电源，能够简化电
30 源电路，减小功率消耗，减小尺寸、并降低成本。

下面，参考图 17 到图 20 来描述测量本发明中用于评估天线特性的天线增益和 Q 值的方法。

具体地，如图 17 中所示，将惠普(HP)网络分析器(4195A)、惠普高频探测器(85024A)以及松下(松下电气)发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)相连，以形成天线评估电路。将与要测量的天线相连的高频探测器(85024A)和样本支撑部分设置在发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)附近，并将指定的待测量天线放置在样本支撑部分上，之后，从发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)中产生指定的无线电波，并由高频探测器(85024A)对指定的测量天线的输出进行检测，并由网络分析器(4195A)执行指定的天线评估。

在上述评估设备中，如图 18 所示，将待测量天线结构 2 与发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)之间的距离定为 11cm，从而使用于评估的接收天线位于发射天线下端的下方，距离为 11cm，如图 19 所示，使待测量天线结构 2 与金属外部部件 3 相接触。

用作在上述示例中使用的金属外部部件的金属材料是 SUS、钛合金、以及 BS 等，厚度为 5mm。

另外，在上述示例中，将从发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)中产生的无线电波的频率设置在 40 kHz，以下将参考图 20，描述具有 40 kHz 频率的谐振天线的测量方法。

具体地，从网络分析器(4195A)中、在从 20 到 60 kHz 的频率范围内扫描发射天线(测试回路：75Q、VQ-085F)，并通过高频探测器(85024A)监视测量天线 2 的输出，并获得图 20 中所示的输出结果。

在此情况下，天线增益表示发射天线的输入电压幅度与测量天线的输出电压幅度的比率，并在图 20 中，在该处天线输出最大的频率是谐振频率(f_0)，在最大天线输出点处的上述比率值是天线增益。

此外，在图 20 中，A 所指示的级别是从最高天线输出级别减小了 3 dB($1/\sqrt{2}$)的级别，规定该级别的频率为 f_1 和 f_2 ，如下计算 Q 值。

$$Q \text{ 值} = \text{谐振频率 } f_0 \div (f_2 - f_1)$$

因此，通过根据上述测量结果确定 f_1 和 f_2 并用 $(f_2 - f_1)$ 除谐振频率 f_0 来计算 Q 值。

接着，下面根据图 5，描述根据本发明第二实施例的结构的构造。
图 5 是根据本发明第二实施例的调谐设备的电路图。如图所示，在单个半导体衬底 200 上形成：多个半导体开关 5；其每一个均与半导体开关 5 串联的多个第一电容器 4；以及为了根据多个第一电容器 4 来设置总静电电容的指定值、对各个半导体开关 5 的导通和截止进行控制的开关控制装置 6。

此外，在调谐电路 1 中，还将与多个第一电容器 4 的每一个并联的、形成天线 2 的线圈 201 设置在半导体衬底 200 的外部，以及还将与第一电容器组并联的线圈 201 相连的、具有固定或可变电容的第二电容器 7 设置在半导体衬底 200 的外部或之上。

具体地，在作为本发明第二实施例的调谐电路 1 中，将至少一个第二电容器 7 添加到第一实施例的调谐电路中，其中，第二电容器具有固定或可变电容，并将其设置在半导体衬底 200 上或半导体衬底 200 的外部，且将所述第二电容器连接到与第一电容器 4 并联的线圈 201。

另外，在本发明第二实施例的调谐电路 1 中，优选地，使第二电容器 7 受到与第一电容器 4 所受到的控制不同的控制，理想的是，第二电容器 7 的电容与第一电容器 4 的每一个的电容分别不相同。

尤其地，理想的是，第二电容器的静电电容仅比第一电容器的静电电容大得多。

本发明第二实施例中的至少一个第二电容器 7 具有适当的开关装置 5f，且其结构在于使开关装置 5f 受到控制装置 6 的控制。

在此实施例中，开关装置 5f 可以是以与第一实施例中相同的方式设置在半导体衬底 200 上的半导体开关 5，或者还可以将其形成在与半导体衬底 200 相隔一段距离的位置处。

另外，可以对开关装置 5f 进行配置，以便通过与控制装置 6 不同的控制装置对其进行控制。

理想的是，对第一电容器 4 和第二电容器 7 进行配置，从而使其通过相互不同的控制系统来驱动。

以下将详细描述根据本发明第二实施例的调谐电路，其中，向与第一实施例中相同的元件指定相同的参考数字，并不再对其进行描述。

具体地，在图 5 中，1 是作为本发明第二实施例的调谐电路。7 是设置在调谐 IC 3 外部的第二电容器，将第二电容器 7 的一个端子与从调谐 IC 3 中输出的调谐信号 P10 相连，而其另一端子与调谐 IC 3 内作为半导体开关的 N 晶体管 5f 的漏极端子 D 相连。尽管优选的是，
5 第二电容器 7 是芯片型陶瓷电容器，第二电容器 7 也可以具有固定的静电电容或可变的静电电容。

显而易见，也可以将第二电容器 7 形成在半导体衬底 200 上。

在此情况下，假设调谐 IC 3 内部的第一电容器 4a 到 4f 的静电电容分别由如下电容器形成：12.5 pF 的电容器 4a、25 pF 的电容器
10 4b、电 50 pF 的容器 4c、100 pF 的电容器 4d、以及 200 pF 的电容器 4e。

设置在调谐 IC 3 外部的第二电容器 7 的静电电容是 400 pF。在此情况下，由于根据 N 晶体管 5a 到 5f 改变的静电电容的分辨度和最大值与第一实施例中的值相等，尽管由于形成在调谐 IC 3 内部的第一
15 电容器的总静电电容减半为 387.5 pF，但性能并未改变，能够使调谐 IC 3 的芯片尺寸极大地减小，实现了封装效率的提高和成本的降低。

此外，如果在既不减小调谐 IC 3 中的第一电容器 4 的静电电容的总值也不减小其数量的情况下，将第二电容器 7 设置在外部，则能够使总静电电容倍增，从而实现更加宽的调谐频率的改变范围。尽管
20 在本发明第二实施例中，仅存在一个设置在调谐 IC 3 外部的第二电容器，但并不限于该数量，也能够具有两个或更多第二电容器。另外，能够除去所有的第一电容器 4a 到 4e，并将所有电容器设置在调谐 IC 3 的外部。通过这样，尽管调谐电路 1 中组件的数量发生增加，但由于能够减小调谐 IC 3 的芯片尺寸，能够使调谐 IC 3 的成本极大地降低。

25 以下参考图 13 和图 14 来详细描述根据本发明第二实施例的调谐电路 1。

更具体地，在其中使用具有不能通过如图 12 所示的现有技术的调谐电路调节的电容的天线的情况下，在此实施例中，如图 13 所示，进行连接，使商用电容器 C7、C8、C9 与半导体衬底 200 分离，以执行
30 调谐。预先进行连接的商用电容器的电容为：C7 为 1800 pF、C8 为

1500 pF、C9 为 4290 pF(3900 pF + 390 pF)。

调谐系统中的电容为 $C1 = 20 \text{ pF}$ 、 $C2 = 40 \text{ pF}$ 、 $C3 = 80 \text{ pF}$ 、 $C4 = 160 \text{ pF}$ 、 $C5 = 320 \text{ pF}$ 以及 $C6 = 640 \text{ pF}$ 。

在进行这些设置中，其中包括时间信息的标准无线电波的频率
5 为 77.5 kHz，并且要执行调谐以便接收此信号的情况下，将 SW7 和 SW8 设置为截止，使 C1 处于已连接状态，发送 77.5 kHz 信号，并将具有最高天线输出的开关组合作为调谐设置值。

另外，在调谐到 60 kHz 的情况下，将 SW7 设置为导通，将 SW8 设置为截止，将 C1 和 C2 相连，发送 60 kHz 信号，并将具有最高天线
10 输出的开关组合作为调谐设置值。

类似地，在调谐到 40 kHz 的情况下，将 SW7 和 SW8 设置为导通，从而将 C1、C2 和 C3 相连，发送 40 kHz 信号，并将具有最高天线输出的开关组合作为调谐设置值。

在诸如上述的调谐系统中，当执行对三个站点的调谐时，仅确定
15 谐振频率大约三次就足够了，并且仅需要焊接三个电容器一次，从而缩短了调节和安装的过程。

尽管以上描述是针对接收三个站点的情况，也可以应用于其中调谐到两个站点或一个站点的情况。

在另一示例中，如图 14 所示，将第二电容器 C10 添加到与半导体衬底 200 相隔一段距离、并在天线 2 和调谐电路 1 之间的位置处，
20 在系统中执行频率调节，当然，能够调谐到一个站点或两个或更多站点上。

在此情况下，如上所述，可以将第二电容器 C8、C9 和 C10 形成在半导体衬底 200 上，或者，可以形成在半导体衬底 200 的外部。

25 如上所述，根据本发明的调谐电路 1 具有优良的天线特性，使其(包括天线 2)可用于由金属材料制成的金属外部部件内。

接下来，将描述包括本发明的调谐设备的根据本发明的无线电控制時計 40。

图 6 示出了无线电控制時計 40 与发射标准无线电波的发射站点
30 45 之间的关系，如本发明第三实施例所示，其中包含包括调谐电路 1

的调谐设备。

在图 6 中, 40 表示模拟显示型无线电控制時計。41 是由金属材料制成的金属外部部件, 42 是作为显示装置的显示器, 42a 是秒针, 42b 是分针, 42c 是时针, 以及 42d 是指示日期的日期显示器。参考数字 2 表示超小型接收天线, 优选地, 将其设置在金属外部部件 41 内的 12 点钟的位置处。43 是用于校正时间和日期的转柄, 以及 44 是为了使手表戴在用户手上的表带(未示出)。

参考数字 45 是发射标准无线电波的发射站点。46 是辐射标准无线电波的发射天线, 以及 47 是使标准时间保持高精度的原子钟。48 是承载作为时间信息的标准时间的标准无线电波, 从发射天线 46 中发射出去。标准无线电波 48 是长波信号, 通常为几十 kHz, 在半径为约 1000 km 的范围内是可接收的。此外, 根据发射站点的国家和/或地区, 对标准无线电波 48 的发射频率和时间信息格式进行不同地设置。

在此情况下, 为了使无线电控制時計接收如上所述的标准无线电波 48, 将接收天线 2 设置在金属外部部件 41 内的 12 点钟的位置处, 优选地, 当操作接收开始按钮时, 使无线电控制時計 40 的 12 点钟的位置朝向发射站点 45。当无线电控制時計 40 接收标准无线电波 48 时, 使用符合标准无线电波 48 的时间信息格式的解译算法执行解译, 针对秒钟、分钟、小时和日期, 如果需要针对闰年或夏令时间, 获得数据, 并保存这样获得的时间信息, 并通过显示器 42 作为时间信息和/或日期来显示。另外, 优选地, 在其中接收环境具有较小噪声量的夜晚, 周期性地执行无线电波 48 的接收。

接着, 将参考图 7 描述根据本发明第三实施例的无线电控制時計的结构的电路方框图。在图 7 中, 参考数字 1 表示根据本发明第一实施例的调谐电路。50 是作为控制装置的控制装置, 控制无线电控制時計 40。51 是包括在控制装置 50 中的接收 IC, 所述接收 IC 包括放大器电路(未示出)、滤波器电路(未示出)、以及解码电路(未示出)等。52 是包括在控制装置 50 中的微型计算机, 其执行对无线电控制時計的总体控制。

53 是包括在控制装置 50 中的存储电路, 作为调谐存储装置, 用于

存储调谐控制信息。54 是包括在控制器 50 中的参考信号源, 所述参考信号源包括石英振荡器(未示出), 输出针对无线电控制時計的参考信号。42 是作为先前所述的模拟型显示装置的显示器, 尽管未示出, 但其包括诸如驱动电动机和齿轮组等元件。55 是电源, 提供调谐电路 1、显示器 42 和控制器 50 等所需的电功率。

接着, 将描述每个方框相互连接的关系。由于针对第一实施例, 已经描述了调谐电路 1 的内部部件, 这里将省略对其的描述。控制器 50 的接收 IC 51 输入从调谐电路 1 的调谐 IC 3 中输出的调谐信号 P10, 并输出已转换为数字信号的解调信号 P11。存储电路 53 输出作为调谐控制信息的调谐数据 P12, 参考信号源 54 输出 32768 Hz 的参考信号 P13。控制器 50 的微型计算机 52 输入解调信号 P11、调谐数据 P12 以及参考信号 P13, 并输出使能信号 P9 和作为时间信息的时间数据 P14。显示器 42 输入来自微型计算机 52、作为时间信息的时间数据 P14, 并执行时间显示。

接下来, 将根据图 7 来描述无线电控制時計 40 的操作。如图 7 中所示, 当电源 55 通过电源线(未示出)将电功率提供给每个电路块时, 微型计算机 52 执行初始化处理, 以使电路块中的每一个均初始化。结果, 将微型计算机 52 中的时间信息初始化为上午 00:00:00, 并根据此初始化的时间信息输出时间数据 P14。在输入时间数据 P14 时, 显示器 42 的秒针 42a、分针 42b 和时针 42c 移动到上午 00:00:00 的基准位置。日期显示部分 42d 也移动到基准位置。

接下来, 参考信号源 54 开始输出参考信号 P13。微型计算机 52 输入参考信号 P13, 内部地对其频率进行划分, 并开始根据参考信号 P13 执行时间信息的时间保持。根据时间信息输出时间数据 P14, 并将其传输到显示器 42。在输入时间数据 P14 时, 显示器 42 顺序地显示小时、分钟、秒钟和日期等。微型计算机 52 根据外部操作或当定时器经过指定时间量时, 转变为时间校正模式, 然后, 开始接收操作, 以接收标准无线电波。

以下是对时间校正模式的操作的描述。当无线电控制時計 40 进入时间校正模式时, 微型计算机 52 将使能信号 P9 输出到调谐电路 1

的调谐 IC 3, 以及输出到控制器 50 的接收 IC 51。通过使能信号 P9, 释放调谐 IC 3 复位状态, 从而使其处于待机状态, 其中, 其可以接受时钟信号 P8 的输入。通过使能信号 P9, 接收 IC 51 将电功率提供给放大器电路(未示出)、滤波器电路(未示出)以及解码电路(未示出), 5 进入待机状态。然后, 微型计算机 52 访问存储电路 53, 并获得作为调谐控制信息的调谐数据 P12, 然后输出时钟信号 P8, 以便根据调谐数据 P12, 调节调谐电路 1 的调谐频率。

之后, 调谐电路 1 的调谐 IC 3 输入时钟信号 P8, 并如上所述, 根据时钟信号 P8 的脉冲数, 对包括在调谐 IC 3 内的电容器 4a 到 4f 10 进行开关, 以改变利用接收天线 2 调谐的调谐频率, 并选择所需的标准无线电波, 进行接收。接着, 当接收到所需标准无线电波时, 调谐 IC 3 输出调谐信号 P10, 所述调谐信号 P10 是要输入到接收 IC 51 的。IC 51 输入调谐信号 P10, 并对其进行放大, 然后, 通过滤波器电路消除噪声分量等, 还利用解码电路, 将所述信号转换为数字信号, 输出 15 解调信号 P11。

接下来, 已经输入了解调信号 P11 之后, 微型计算机 52 使用存储在其中的解译算法, 对解调信号 P11 进行解译, 从而得到诸如小时、分钟、秒钟和日期等标准时间信息, 并校正在微型计算机 52 中内部存储的时间信息, 以便存储正确的标准时间。之后, 显示器 42 输入已经 20 进行校正的时间数据 P14, 从而显示已校正的时间。尽管能够进行重写的非易失性存储器是可以实现的, 诸如闪速存储器, 但存储电路 53 也可以是低成本的熔丝只读存储器或通过图案切割装置形成的存储器, 从而在其上安装了微型计算机 52 等的印刷电路板(未示出)上对导电图案进行处理。

25 如上所述, 控制器 50 的微型计算机 52 根据存储电路 53 的调谐控制信息执行对调谐电路 1 的控制, 调节调谐电路 1, 从而使其调谐频率与所需标准无线电波的发射频率高精度地对准。结果, 能够接收具有高度灵敏性和稳定性的标准无线电波, 从而提供具有高可靠性的无线电控制時計。

30 接下来, 将描述针对在其中无线电控制時計位于金属外部部件 41

中的情况下的调谐电路 1 的结构。正如先前针对图 6 的那样，根据本发明的无线电控制時計 40 被金属外部部件 41 所覆盖，从而为调谐电路 1、显示器 42 和控制器 50 等提供机械保护。在此情况下，将能够通过无线电波的塑料材料用作外部部件的材料提供了实现高天线增益的能力，使其能够容易接收标准无线电波。然而，由于塑料材料缺乏硬度，因此，当用作外部部件时易于受损。

另外，塑料材料还涉及水密性上的问题，从实现高品质的触感的观点上来看，也难以使用。为了解决这些问题，优选地，使用金属外部部件。但是，由于无线电波不容易通过金属外部部件，因此，存在天线增益降低的问题。

解决由使用金属外部部件所导致的天线增益减小的问题的有效方法在于增加接收天线 2 的线匝的数量。其原因基于电磁感应的原理，与之相符，所公知的是，线圈中所感应的电动势的增加与线圈的匝数成正比。

具体地，尽管由于使用了金属外部部件，导致到达设置在金属外部部件内的接收天线 2 的标准无线电波中的磁场存在极大的衰减，但通过增加接收天线 2 上的线匝的数量，能够增加接收天线 2 中所感应的电动势，从而通过补偿磁场衰减，防止天线增益的减小。

在此情况下，为了防止由金属外部部件导致的天线增益的减小，本发明的发明人根据不同条件进行了验证，以确定接收天线 2 上线匝数量增加的适当程度。

对此的结果是指明如果接收天线 2 的电感为 20 mH 或更大，则能够补偿天线增益的减小的数据。因此，优选地，在无线电控制時計中使用金属外部部件的情况下，接收天线增益的电感为 20 mH 或更大。

然而，当接收天线 2 的电感增加时，必须使与接收天线 2 相结合、形成调谐电路的电容器(例如，图 1 中的电容器 4a 到 4f)的总静电电容和最小分辨率相当小。

例如，在调谐电路 1 中，如果使接收天线 2 的电感为 20 mH，在将调谐电路的调谐频率设置为标准无线电波中的最高发射频率 77.5 kHz 的情况下，电容器 4a 到 4f 的总静电电容必须大约为 200 pF，而最小

分辨率必须约为 1 pF。

为了开关这样的非常小的静电电容，需要尽可能地使浮动电容和寄生电容最小。如上所述，在根据本发明的调谐设备中，能够使调谐 IC 3 内的浮动电容和寄生电容最小，从而即使接收天线 2 的电感为 20 mH 或更大，也可以形成能够充分容纳的调谐电路。

如上所述，根据本发明第三实施例的无线电控制時計 40 具有难以损坏的外部部件，以良好的水密性为特征，并且其还可以使用金属外部部件 41，能够提供高品质触感，极有效地增加了无线电控制時計 40 作为产品的认知值。

另外，根据本发明的无线电控制時計 40 对调谐电路 1 进行控制，并改变调谐频率，以便将调谐频率调整为所需标准无线电波的正确频率。然而，本发明并不限于这样的调节装置，也可以应用于对标准无线电波选择装置的使用，以从多个具有不同频率的标准无线电波中任意选择标准无线电波。

具体地，在日本存在两个发射标准无线电波的发射站点，一个是福岛台，以 40 kHz 进行发射，而另一是九州的 Saga 台，以 60 kHz 的频率进行发射。因此，当在日本使用无线电控制時計的情况下，需要能够任意接收来自这两个站点的无线电波中的一个。

接收多个具有不同发射频率的标准无线电波的一个手段在于：改变来自微型计算机 52 的时钟信号 P8 的脉冲数，对调谐 IC 3 内的 N 晶体管 5a 到 5f 进行导通和截止，以开关电容器 4a 到 4f，从而将调谐 IC 3 的调谐频率调节为所需标准无线电波的发射频率。通过这样，可以容易地实现能够适应从多个标准无线电波中任意进行选择的多频道接收的无线电控制時計。

接下来，将描述其中将根据本发明的无线电控制時計移动到不同国家或地区的实例，其中，从多个发射包括时间信息在内的标准无线电波的发射站点中任意选择了一个发射标准无线电波的接收站点，从而，将无线电控制時計的时间信息调整为所在国家或地区的精确时间信息。

图 21 是执行用于校正本发明的无线电控制時計的时间信息的方

法的示例中的无线电控制時計的电路方框图。

在图 21 中，用相同的参考数字表示与当针对图 7 中所示的本发明的无线电控制時計进行描述时相同的组件，并且这里不再对其进行详细描述。

5 具体地，在图 21 中，1 是调谐电路，作为包括接收天线 2 和调谐 IC 3 的接收装置。调谐电路 1 还包括：接收天线 2，接收标准无线电波；以及调谐 IC 电路 3，由接收天线 2 和电容器形成所述调谐 IC 电路 3，以便通过调谐来选择性接收标准无线电波。由适当放大器电路、滤波器电路和检测器电路等来形成包括在控制器 50 中的接收 IC 51。

10 接收电路 51 输入由接收天线 2 接收到的微弱的标准无线电波，由调谐 IC 3 对此信号进行放大和检测，并输出数字化的解调信号 P11。

52a 是作为解码装置的解码电路，其根据存储在存储装置 53 中的解译算法，输入解调信号 P11，并从中解译时间和信息格式，从而输出诸如秒钟、分钟、小时和日期等、作为时间信息的标准时间数据 P52
15 和作为接收信息的接收信息信号 P53，所述接收信息信号具有指示接收成功或失败的标记和指示接收处理时间段的标记。

解码电路 52a 执行诸如消除与解调信号 P11 混合在一起的噪声分量等数字处理，使所接收的标准无线电波的接收电平量化，并输出接收电平信号 P54，作为接收电平信息。52b 是作为执行计算的装置的计算电路，输入接收信息信号 P53 和接收电平信号 P54，对接收到的标准无线电波发射站点进行编码，对接收成功或失败进行编码，保持接收处理时间，并对接收电平信息进行编码，并将其作为接收信息数据 P55 输出。
20

53 是作为存储装置的存储电路，输入上述接收信息数据 P55，并
25 存储每个接收信号的每个接收条件，作为接收历史信息。

52c 是作为确定接收序列的装置的接收序列确定电路，其通过存储在存储电路 53 中的接收信息数据 P55、接收历史信息，进行输入并确定从发射站点进行接收的顺序，作为接收序列数据 P56。52d 是作为控制装置的控制电路，输入标准时间数据 P52，并输出时间设置数据
30 P57。

控制电路 52d 还输入接收信息数据 P55 和接收序列数据 P56，并输出选择信号 P58，其设定了发射站点的选择优先级。控制电路 52d 还输入接收信息信号 P53，并根据成功/失败标记判断接收操作是成功还是失败。此外，通过接收信息数据 P55 和接收序列数据 P56，并根据上次所接收到的发射站点或由接收序列确定装置所确定的接收序列，控制电路 52d 输出代表从现在开始要优先接收的发射站点、或目前正在接收的发射站点的发射站点显示信号 P59。

调谐电路 1 的调谐 IC 3、以及接收 IC 51 和解码 IC 52a 输入来自控制电路 52d 的选择信号 P58。根据选择信号 P58，调谐 IC 3 对内部电容器(未示出)进行切换，改变利用接收天线 2 调谐的频率，并选择接收到的标准无线电波。接收 IC 51 对内部滤波器电路(未示出)和检测电路(未示出)的电路常数进行切换，并对由接收天线 2 和调谐 IC 3 选择性接收到的微弱的标准无线电波进行放大和检测。

解码电路 52a 根据选择信号 P58，对上述内部解译算法进行切换，并解译所接收的标准无线电波的时间信息格式。54 是具有内部石英振荡器(未示出)的参考信号发生器，输出参考信号 P13。52e 是作为时间保持装置的时间保持电路，输入时间设置数据 P57，对从标准无线电波中得到的精确时间信息进行设置，以及利用参考信号 P13 保持时间，并输出时间显示信号 P61。

由上述秒针、分针、时针和日期显示部分等形成显示器 42，该显示器 42 具有由诸如电动机和齿轮组等元件形成的机械传动机构，并输入时间显示信号 P61，从而显示时间信息。

如果需要，显示器 42 输入发射站点显示信号 P59，并利用秒针或分针等进行指示，以便根据上次接收到的发射站点或者由接收序列确定电路 52c 所确定的接收顺序，指示从现在开始将优先进行接收的站点或者当前正在接收的站点。代替秒针或分针，可以利用小型 LCD 显示器等，以数字形式进行发射站点显示。

55 是一次电池或第二电池等，用作电源，通过电源线(未示出)向各个电路块提供电功率。另外，可选地，能够将粗虚线所围绕的解码电路 52a、计算电路 52b、接收序列确定电路 52c、控制电路 52d 和

时间保持电路 52e 实现为单芯片微型计算机, 作为控制装置 50, 利用固件来实现各种功能, 且图 21 的实施例中所示的结构并不对本发明具有任何限制。

此外, 尽管所示实例中的存储电路 53 形成在控制器 50 内, 可选地, 也可以将存储电路 53 形成在控制器 50 的外部。虽然在此实施例中, 由解码电路 52a 通过数字处理来产生指示标准无线电波接收电平信息的接收电平信号 P54, 但并不限于此方法, 可选地, 例如, 能够根据由接收 IC 51 所接收到的标准无线电波的场强度, 进行模拟生成。

接着, 以下根据图 21, 对本发明实施例的无线电控制时计的基本操作进行描述。

当电源 55 通过电源线(未示出)将电功率提供给各个电路块时, 控制电路 52 执行初始化处理, 以对各个电路块进行初始化。结果, 时间保持电路 52e 被初始化, 从而时间变为上午 00:00:00, 并且根据时间显示信号 P61, 显示器 42 的秒针和时针移动到基准位置, 上午 00:00:00。数据显示部分也移动到基准位置。

之后, 通过来自参考信号产生器 54 的参考信号 P13, 时间保持电路 52e 开始时间保持, 显示装置 42 通过来自时间保持电路 52e 的时间显示信号 P61, 开始移动显示器 42 的指针。然后, 控制电路 52d 顺序输出选择信号 P58, 并且调谐电路 1 输入选择信号 P58, 并对接收到的调谐频率进行转换。解码电路 52a 也输入选择信号 P58, 并切换解译算法, 以搜索能够接收的发射站点标准无线电波。可选地, 紧接在初始化之后的对标准无线电波的接收切换可以由用户手动设置。

接着, 作为标准无线电波的搜索结果, 当调谐电路 1 找到能够接收的标准无线电波时, 其输出解调信号 P11, 并且解码电路 52a 根据所选解译算法, 对解调信号 P11 进行解译, 并当成功解译所有解调信号时, 输出标准时间数据 P52、接收信息信号 P53 和接收电平信号 P54。此时, 由于根据标准无线电波解调的解调信号 P11 包括 1 分钟的时间段内所有的时间信息, 因此, 解译时间信息所需的时间为 1 分钟。

为了提高解译精度, 由于当已经进行两个连续的、成功的解译操作时, 解码电路 52a 的解译算法断定接收已经成功是较理想的, 因此,

完成接收处理所需的最小时间量为 2 分钟。存在其中由于标准无线电波上噪声分量以及场强度的降低, 解码电路 52a 不能执行解译而导致解译错误的情况, 也存在其中在试图完成接收时, 以 1 分钟时间间隔重复接收操作的情况。

5 因此, 解码电路 52a 的解译算法对完成接收所需的时间量设置有时限, 并且如果在重复了解译的尝试之后、完成接收之前超过此时限, 则终止接收标准无线电波的操作。结果, 解译解调信号 P11 所需的接收时间长度可以是用于理解所接收的标准无线电波上的噪声分量的存在、以及其场强度的改变的一个重要因素。

10 接着, 当完成接收且解码电路 52a 输出标准时间数据 P52 时, 控制电路 52d 输入标准时间数据 P52 以获取所需时间信息, 并输出由秒钟数据、分钟数据、小时数据、日期数据等形成的时间设置数据 P57。

时间保持电路 52e 输入时间设置数据 P57, 将其设置为时间信息, 并利用该时间信息作为参考, 继续进行时间保持。

15 计算电路 52b 输入从解码电路 52a 中输出的接收信息信号 P53 和接收电平信号 P54, 对上述接收处理时间等进行计算, 并输出接收信息数据 P55, 所述接收信息数据 P55 由存储电路 53 输入, 将其存储为接收站点接收历史信息。

20 图 22 示出了存储在存储电路 53 中、接收信息数据 P55 的所接收的标准无线电波接收历史数据的实例。具体地, 能够将 N 个所接收的发射站点的接收历史信息存储到存储电路 53 中, 如图中所示, 此接收历史信息包括发射站点名称、解译解调信号 P11 所需的处理时间量以及标准无线电波接收电平等。

25 将接收到的第一发射站点的接收历史存储在地址 1 处, 并在对要接收的下一发射站点的接收历史信息进行存储时, 将之前接收到的发射站点接收历史信息转移到地址 2, 并将新信息存储在地址 1 处。当所接收到的发射站点的数量超过 N 时, 可以删除第 (N+1) 个接收历史信息, N 可以根据存储电路 22 的存储容量任意选择。

30 图 22 示出了其中已经接收了 12 个发射站点的实例, 这些站点位于四个位置: JJY 福岛(日本)、JJY 九州(日本)、DCF77(德国)以及

WWVB(美国)。将最早接收到的发射站点的接收历史信息存储在地址 12 处, 并将最新接收到的发射站点的接收历史信息存储在地址 1 处。

地址 4 示出了其中接收未成功完成的实例, 在此情况下, 将接收错误存储在发射站点名称字段中, 以及在此情况下, 可以使接收处理
5 时间和接收电平字段保持空白。存储在存储电路 53 中的接收历史信息实际上是编码数据。

在根据本发明的调谐电路 1 中, 可以发现在与接收电路相连的放大器电路中所使用的电阻部件的电阻值与设置在调谐设备中的调谐电容器的阻抗之间的关系是一个重要因素, 如同上述半导体开关的导通
10 或截止电阻与调谐电容器的阻抗之间的关系。

具体地, 理想的是, 与接收电路相连的放大器电路的电阻部件的电阻值大于设置在调谐设备中的调谐电容器的阻抗。

即, 在此实施例中, 理想的是, 使与调谐电路相连的放大器电路的电阻部件的电阻值大于与在放大器电路中所使用的电阻部件串联的
15 电容器的阻抗。

更具体地, 优选地, 在放大器电路中所使用的电阻部件的电阻值至少是设置在调谐设备中的调谐电容器的阻抗的 10 倍。

以下是根据图 8 对本发明的调谐电路 1 与无线电控制時計 40 的接收 IC 51 内的放大器电路 80 之间的关系的描述。

20 图 8(a) 是调谐电路 1 和接收 IC 51 的放大器电路 80 的简化电路图, 图 8(b) 是上述的等效电路, 以及图 8(c) 是调谐电路 1 和接收 IC 51 的另一放大器电路 90 的简化电路图。

在图 8(a) 中, 70 是大体上示出了本发明的调谐电路 1 的电路部分的调谐电路, 71 是接收天线, 72 是与接收天线 71 相连的电容器, 以及 73 是表示导通和截止电容器 72 的半导体开关的导通或截止电阻
25 的电阻。

80 是本发明的无线电控制時計的接收 IC 中的输入放大器电路, 以及 81 是 P 沟道 MOS 晶体管(以下称为“P 晶体管”), 82 是 N 晶体管, P 晶体管 81 和 N 晶体管 82 形成 CMOS 放大器电路。83 是偏置电阻, 接收固定的电源电压 84, 并将偏置电压提供到 P 晶体管 81 的栅极端子 G,
30

85 是反馈电阻, 连接 N 晶体管 82 的栅极端子 G 和漏极端子 D。86、87 是耦合电容器, 输入来自调谐电路 70 的调谐信号 P10。

接下来, 将根据图 8(a) 来描述调谐电路 70 和输入放大器电路 80 的大体操作。在图 8(a) 中, 当标准无线电波(未示出)到达接收天线 71 时, 利用接收天线 71 与电容器 72 之间的谐振现象, 对标准无线电波进行选择, 并产生电动势, 从而输出调谐信号 P10。

放大器电路 80 输入调谐信号 P10, 通过耦合电容器 86 和 87, 将其提供给 P 晶体管 81 和 N 晶体管 82 的栅极端子 G, 对所述信号进行放大, 并输出为输出信号 P15。

在此情况下, 从调谐电路 80 的输入侧所看到的等效电路如图 8(b) 所示。在图 8(b) 中, 80a 是放大器电路 80 的等效电路, 其中, 等效电路 80a 包括两个串联电路: 在其中一个内, 将耦合电容器 86 与偏置电阻 83 相连; 在另一个中, 将耦合电容器 87 与反馈电阻 85 相连, 且所述两个电路彼此并联。

通过这样, 由于等效电路 80a 通过调谐信号 P10 与调谐电路 70 相连, 根据等效电路 80a 的电路常数, 将调谐电路 70 的电容器 72 与耦合电容器 86 和 87 并联, 结果, 存在调谐频率偏移的问题, 使得不能正确地接收标准无线电波的频率。

为了解决此问题, 如上所述, 针对本发明第一实施例, 采用了考虑半导体开关的截止电阻与与所述半导体开关串联的电容器的阻抗之间的比率的观点。

具体地, 为了消除耦合电容器 86 和 87 对调谐电路 70 的影响, 如果使偏置电阻 83 和反馈电阻 85 具有大于耦合电容器 86 和 87 的阻抗的电阻, 则耦合电容器 86 和 87 相当于与调谐电路 70 隔离, 结果, 能够消除其对调谐电路 70 的影响。

特别地, 如上所述, 在其中无线电控制時計位于金属外部部件内的情况下, 由于需要使接收天线 71 的电感较大, 调谐电路 70 的电容器 72 的静电电容变小, 浮动和寄生电容的影响易于被感知。为此, 在使用金属外部部件的无线电控制時計中, 优选地, 使偏置电阻 83 和反馈电阻 85 与耦合电容器 86 和 87 之间的比率尽可能地大。

在将金属外部部件用于无线电控制時計的情况下，由于需要增加接收天线 71 的导线匝数，不仅使其电感增加，而且接收天线 71 的直流电阻分量也从 $18\ \Omega$ 增加到 $38\ \Omega$ ，并且还由于电容器 72 较小，因此，调谐电路 70 的输出阻抗极大地升高。因此，为了有效地对调谐信号 P10 进行放大，需要使放大器电路 80 的输入阻抗变高。

注意，由于放大器电路 80 是由 P 晶体管 81 和 N 晶体管 82 形成的，所述晶体管 81 和 82 为 MOS 晶体管，适合用于具有高输入阻抗的放大器电路，实际上，通过偏置电阻 83 和反馈电阻 85 来确定放大器电路 80 的输入阻抗。

为此，在使用金属外部部件的无线电控制時計的情况下，优选地，使偏置电阻 83 和反馈电阻 85 的电阻值尽可能地大。

接下来，将根据图 8(c) 来描述接收 IC 51 中放大器电路的另一实施例。在图 8(c) 中，90 是接收 IC 51 中的输入放大器电路，91 是 P 晶体管，92 是 N 晶体管，93 是连接 P 晶体管 91 和 N 晶体管 92 的栅极端子 G 与漏极端子 D 的反馈电阻。由于调谐电路 70 与图 8(a) 中的相同，将不再对其进行描述。在此情况下，放大器电路 90 并不具有位于放大器电路 80 中的耦合电容器 86 和 87，并且将调谐信号 P10 直接输入到 P 晶体管 91 和 N 晶体管 92 的栅极端子，以进行放大。

在图 8(c) 中，放大器电路 90 的输入阻抗取决于反馈电阻 93，等效地，将反馈电阻 93 与针对调谐电路 70 的反馈电阻器 93 并联。因此，如果反馈电阻 93 的电阻值较小，则调谐电路 70 的损耗增加，因而使 Q 值减小，不仅使天线增益减小，也减小了选择性，而这并不是所希望的。因此，优选地，使反馈电阻 93 至少约为调谐电路 70 的电容器 72 的阻抗的 10 倍。

如上所述，通过考虑与调谐电路 70 相连的接收电路 IC 的电路常数和配置，能够提高调谐设备的天线增益和 Q 值，并且能够提供一种调谐设备和使用其的无线电控制時計，所述時計具有改良的性能。

针对在上述放大器电路中所使用的电阻值(反馈电阻等)与在天线中所使用的调谐电容器的阻抗之间的关系，本发明的发明人进行了额外的实验，以下对其进行描述。

在此实验中使用的调谐电容器如图 23 中所示, 天线电感(L 值) 为 102 mH, 调谐电容为 66 pF, 谐振频率为 61 kHz。在此条件下, 当放大器电路电阻从 200 k Ω 变为 33 M Ω 时, 当放大器电路阻抗并不存在时获得的增益的增益衰减与电容器阻抗的比率是如图 24 中所示的
5 曲线。

正如从图 24 中所看到的那样, 电阻/电容阻抗比率越变小, 天线衰减越更严重。

具体地, 由于电阻/电容器阻抗比率为 8.36 或更低时斜度较陡, 优选地, 使电阻/电容器阻抗比率大于 8.36(约为 10)。

10 更优选地, 使电阻/电容器阻抗比率为 25.34(约为 25)或更大, 在这里, 斜度更为平缓。

更优选地, 使电阻/电容器阻抗比率为 172(约为 170)或更大, 在这里, 斜度更为平缓。

在本发明第三实施例中, 虽然将本发明第一实施例的调谐电路 1
15 用于无线电控制時計 40 中, 但并不限于这样, 可选地, 能够在所述時計 40 中包含本发明第二实施例的调谐电路 30, 以使无线电控制時計 40 更完善。

尽管在本发明第三实施例中, 显示器 3 是模拟显示器, 但并不限于此, 可选地, 能够将使用 LCD 等的数字型显示器用于显示器 3, 或者无线电控制時計可以使用模拟/数字混合的显示器。
20

接下来, 将描述根据本发明第四实施例的无线电控制時計的电路块结构和操作。用相同的参考数字表示与第三实施例中相同的元件, 且这里不再进行描述。

在图 9 中, 100 是具有用于存储调谐控制信息的内部存储电路 53
25 的调谐设备。微型计算机 52 将地址信号 P16 输出到调谐电路 100 中的存储电路 53。存储电路 53 输入地址信号 P16, 根据存储在其中的地址信号 P16, 读取存储在其中的调谐控制信息, 并输出调谐数据 P12。

电路 100 的调谐 IC 101 具有转换器电路(未示出), 其中, 输入调谐数据 P12, 根据该数据产生用于输出脉冲的时钟信号, 并对调谐
30 IC 101 中多个电容器进行切换, 以便调节调谐频率, 并接收标准无线

电波。由于无线电控制時計的其它部分的操作与第三实施例中相同，这里将不再对其进行描述。

尽管在图 9 中，将存储电路 53 设置在调谐 IC 101 的外部，但并不限于这样，可选地，可以将存储电路 53 设置在调谐 IC 101 内，并将调谐 IC 101 实现为单芯片。

尽管存储电路可以是诸如闪速存储器等、能够重写的非易失性存储器，可选地，也可以是便宜的熔丝只读存储器，或者通过对其上安装调谐 IC 101 的印刷电路板(未示出)上的导电图案进行切割所形成的存储器。与第三实施例相同，本发明的第四实施例不仅实现了针对标准无线电波的最佳调谐频率的调节，而且能够作为选择装置，用于从多个具有不同频率的发射站点中选择标准无线电波。

如上所述，根据本发明第四实施例，由于存储调谐控制信息的存储电路 53 处于调谐 IC 100 中，能够使控制无线电控制時計的控制器 50 和接收标准无线电波的调谐电路 100 的功能清楚地分离，从而简化了制造工艺，并降低了调谐电路的成本。即，存在由于接收天线之间电感的制造变动而出现的个体差异，以及由制造变更所导致的调谐 IC 101 内多个电容器之中电容的差异。

为此，即使在接收一个和相同标准无线电波的调谐设备中，为了实现最佳调谐，在各个调谐设备之间，用于对电容器进行开关的调谐信息将不同。因此，在制造调谐电路 100 的过程中，如果将其中已经针对每一个调谐电路 100 分别存储了不同调谐控制信息的存储电路 53 包括在调谐电路 100 内，则能够简化其调节步骤，并减小其调节处理步骤数，还能够有利于处理控制，实现对调谐电路 100 和控制器 50 的单独控制。另外，所述调谐设备并不限于无线电控制時計，而且也可以广泛应用于接收无线电波的各种电子设备。

接下来，将描述本发明的调谐设备及用于调节使用了所述调谐设备的无线电控制時計的天线调谐的方法。在过去，按照以下描述进行无线电控制時計内天线调谐的调节：准备许多类型的调谐电容器，并将其暂时安装在调谐电路上，执行测量频率的测量操作，如果调谐频率偏移，则移除已安装的电容器，以及用阻性电容器中具有不同电容

的不同电容器代替其。

之后，再次测量调谐频率。

此方法需要许多时间和精力。然而，在本发明中，能够在调谐设备及使用所述调谐设备的无线电控制時計中快速且自动执行天线调谐调节，如下所述。

具体地，根据本发明的无线电控制時計的特征在于：提供测试模式，其中，在无线电控制時計之外提供的外部操作装置可以改变调谐频率。

图 10 示出了无线电控制時計的天线调谐调节方法的原理，其中，
10 图 10(a) 是示出了接触型天线调谐调节方法的原理的图，而图 10(b) 是示出了非接触型天线调谐调节方法的原理的图。在图 10(a) 中，40a 是与本发明第三和第四实施例的无线电控制時計类似的无线电控制時計，如前所述，所述第三和第四实施例的无线电控制時計具有调谐电路 1 和控制器 50，所述调谐电路 1 具有接收天线 2 和调谐 IC 3。

15 无线电控制時計 40a 具有接口电路 110(I/F 电路)，作为从外部提供控制信息的装置。111 是自动调节设备，自动调节无线电控制時計 40a 的天线调谐，尽管附图中未示出，但其具有内部 AC 信号产生器、AC 电压表以及如微型计算机等控制器。112 是空心激励线圈，通过从自动调节设备 111 中输出的 AC 信号 P20a 和 P20b 对其进行驱动，并输出
20 出 AC 磁场 113。P21 是控制信号，由自动调节设备 111 输出，此控制信号通过接口 110(I/F 电路)，并被输入到控制器 50。

接着，以下将根据图 10(a) 来描述天线调谐的调节方法。为了调节无线电控制時計 40a 的天线调谐，首先，使空心激励线圈 112 位于无线电控制時計 40a 的接收天线 2 的附近。

25 自动调节设备 111 首先输出 AC 信号 P20a 和 P20b，从而驱动空心激励线圈 112。例如，在其中需要将无线电控制時計调谐到 40 kHz 的标准无线电波的情况下，输出 40 kHz 的 AC 信号 P20a 和 P20b，而如果需要将无线电控制時計 40a 调谐到 60 kHz 的标准无线电波，则输出 60 kHz 的 AC 信号 P20a 和 P20b。

30 接着，自动调节设备 111 输出控制信号 P21，以通过接口 110(I/F

电路)操作控制器 50, 响应控制信号 P21, 控制器 50 向调谐 IC 3 顺序输出时钟信号 P8。调谐 IC 3 输入时钟信号 P8, 并根据时钟信号 P8 的脉冲数, 对内部电容器进行开关, 以改变调谐频率。

此时, 接收天线 2 接收来自空心激励线圈 112 的 AC 磁场, 并利用电磁感应对其进行激励, 以感应电动势, 并输出天线信号 P6 和 P7。

调谐 IC 3 输入天线信号 P6 和 P7, 并输出调谐信号 P10。此时, 当 AC 信号 P20a 和 P20b 的频率与接收天线 2 和调谐 IC 3 中的电容器的调谐频率相符时, 调谐信号 P10 的信号电平增加, 并到达峰值。

自动调节设备 111 输入调谐信号 P10, 并内部地对其进行放大, 利用 AC 电压表测量已放大的调谐信号 P10, 并将其存储为接收天线 2 的天线输出。图 11 是在改变时钟信号 P8 的脉冲数时, 利用自动调节设备 111, 通过测量天线输出所获得的天线输出特性的曲线图。

在图 11 中, 在时钟信号 P8 中几乎没有脉冲的区域中, 天线输出(即, 调谐信号 P10 的信号电平)较小, 随着脉冲数增加, 天线输出增加, 在 28 个脉冲的区域中, 达到最大天线输出, 之后, 脉冲数的进一步增加引起天线输出的降低。

即, 根据图 11 的天线特性, 可以理解, 在 28 个脉冲的区域中, 调谐频率与 AC 信号 P20a 和 P20b 的频率相符。因此, 如果将天线输出最大处的脉冲数作为调谐控制信息存储在控制器 50 中、或者调谐电路 1 中的存储电路中, 能够将调谐电路 1 高精度地调谐到标准无线电波, 并且能够实现具有高灵敏性和抗噪性的无线电控制時計。

在接收多个标准无线电波的情况下, 如果将 AC 信号 P20a 和 P20b 的每一个均设置为与标准无线电波频率相等的频率, 并执行相同类型的测量, 则将遇到峰值处的脉冲数进行存储, 能够任意接收多个标准无线电波的信号。

在图 11 中, 在低 Q 值的调谐电路中, 存在其中峰值较为平缓而难以确定峰值点的情况。在此情况下, 可以使用计算机程序来预测调谐的峰值点, 例如, 如图 11 所示, 通过使用设置在自动调谐设备 111 中的微型计算机, 计算天线输出(K1)的上升斜率和天线输出(K2)的下降斜率, 并得到作为在斜率 K1 和 K2 的交叉点处的峰值。

如上所述，由于能够利用空心激励线圈 112 和自动调节设备 111 实现无线电控制時計的天线调谐调节，不仅能够简化制造无线电控制時計的工艺，而且能够减少调节步骤数。

接着，将根据图 10(b)来描述非接触型天线调节的配置和方法，
5 在图 10(b)中，用相同的参考数字表示与示出了接触型调节的图 10(a)中相同的元件，且这里不再对其进行描述。

在图 10(b)中，115 是空心检测线圈，设置在接收天线 2 附近。
P22a 和 P22b 是在空心检测线圈 115 中感应出的检测信号，所述信号要输入到自动调节设备 111。116 是无线电控制時計 40a 中的无线接口
10 (I/F)电路，接收作为红外线输出的无线控制信号或来自自动调节设备 111 的微弱无线电波等，并将所述控制信号传输到控制器 50。

即，需要的是，用于执行本发明的测试模式的外部操作装置包括非接触型操作模式，更优选地，非接触操作方法为无线电或红外线。

接下来，将根据图 10(b)描述具有非接触型系统的天线调节方法。
15 为了调节无线电控制時計 40a 的天线调谐，自动调节设备 111 首先输出 AC 信号 P20a 和 P20b，并驱动空心激励线圈 112。

接收天线 2 接收来自空心激励线圈 112 的 AC 磁场 113，并且在其中感应出电动势，并输出天线信号 P6 和 P7。在接收天线 2 中感应出的天线信号 P6 和 P7 从接收天线 2 中产生 AC 磁场 117。

20 位于接收天线 2 附近的空心检测线圈 115 接收 AC 磁场 117，从而利用 AC 磁场 117，在其中感应电动势，并输出检测信号 P22a 和 P22b。

接着，自动调节设备 111 输入检测信号 P22a 和 P22b，并在内部对其进行放大，利用 AC 电压表测量已放大的检测信号 P22a 和 P22b，并对其进行存储，作为接收天线 2 的天线输出。

25 通过从自动调节设备 111 中输出的无线控制信号 P23，顺序对调谐 IC 3 内的电容器执行开关控制。结果，自动调节设备能够获得如图 11 中所示的相同类型的天线特性数据，并且能够确定天线输出中的峰值点。

即，根据非接触型天线调谐调节方法，由于其能够利用空心检测
30 线圈 115 检测天线输出，并由于利用无线控制信号 P23 来执行对电容

另外，理想的是，从由图案切割装置、熔丝只读存储器和非易失性存储器所组成的组中，选择调谐控制信息存储装置。

如从以上描述中所清楚的那样，由于本发明通过导通和截止半导体开关来开关多个电容器，因此，本发明能够提供一种调谐电路和使用所述调谐电路的无线电控制時計，可以任意改变调谐频率，并可以
5 宽范围地改变调谐频率，并以优良的稳定性、紧致性和高性能作为特征。

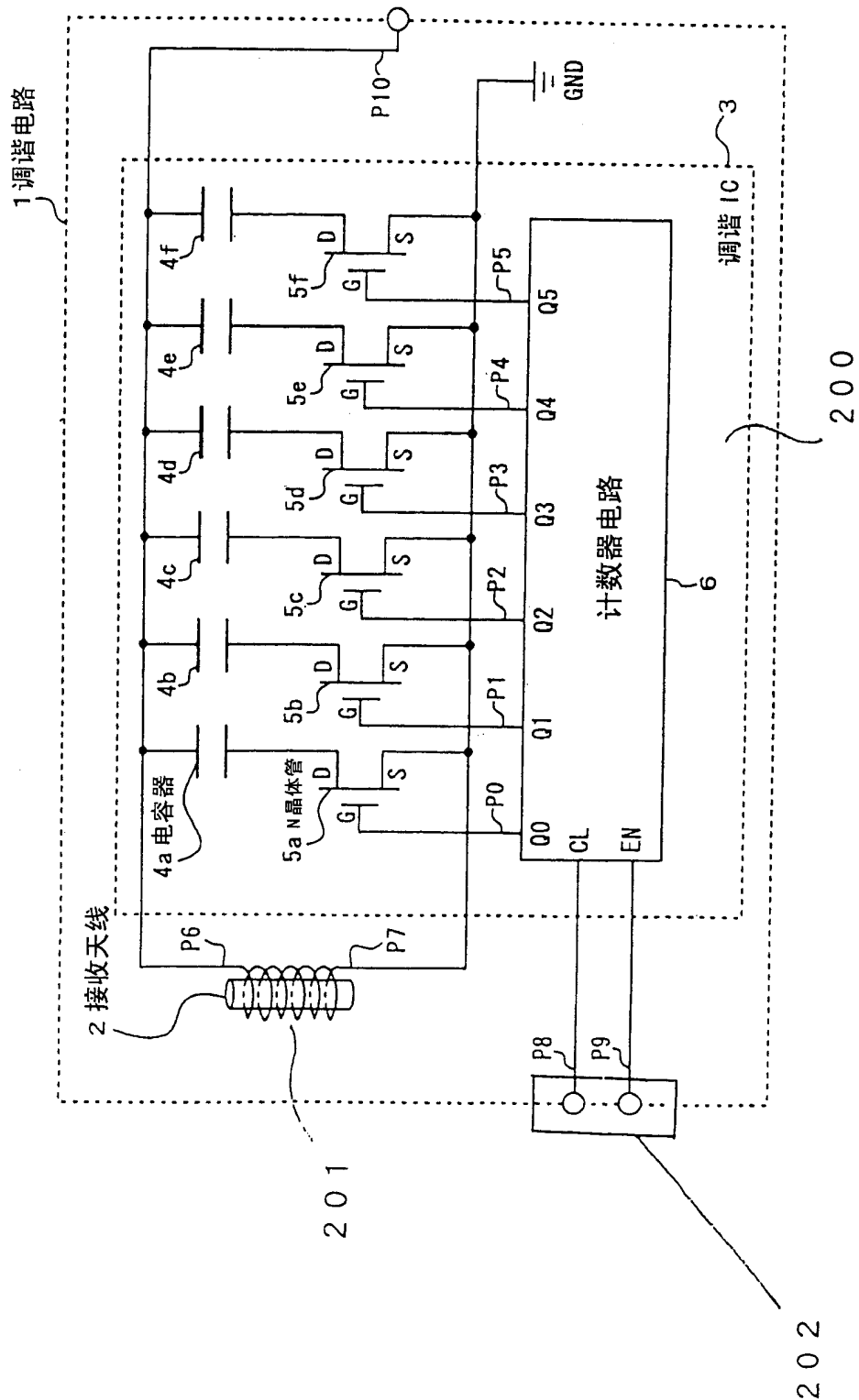


图 1

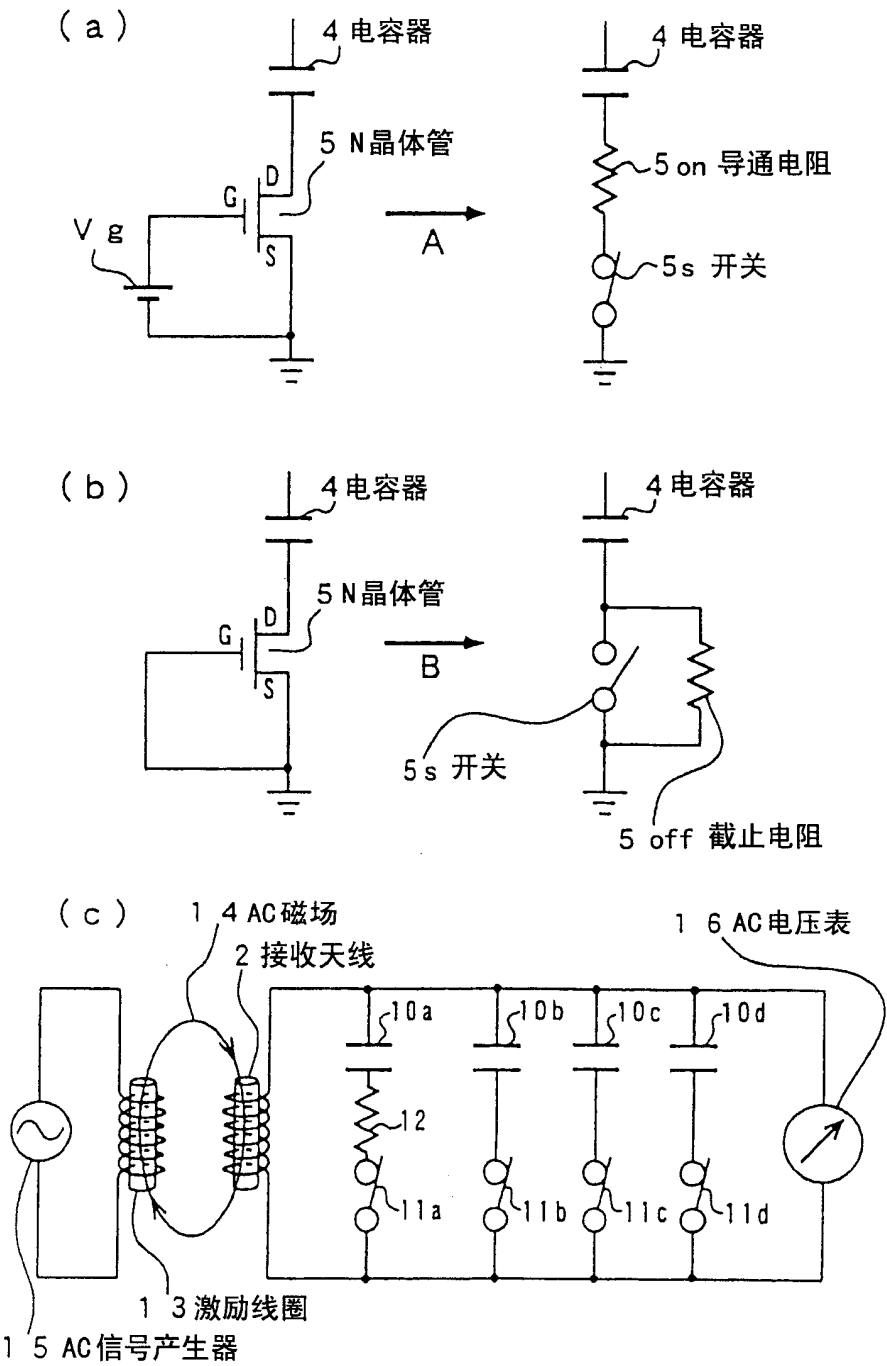


图 2

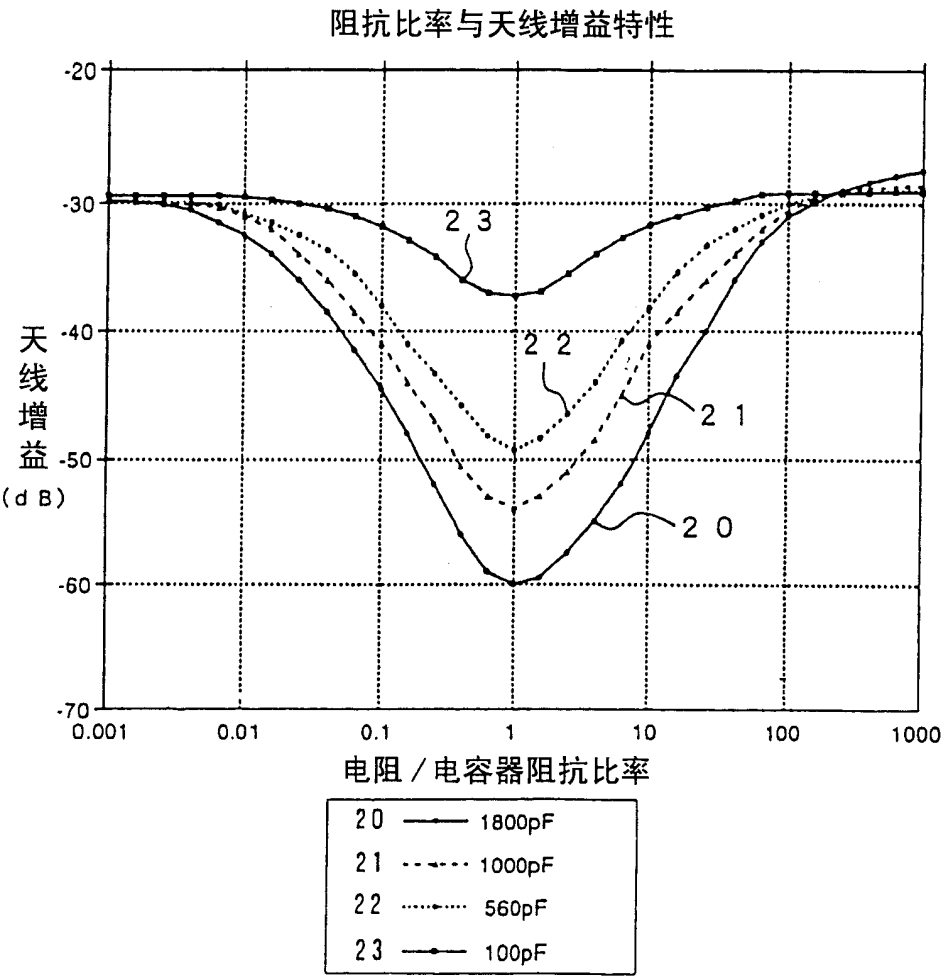


图 3

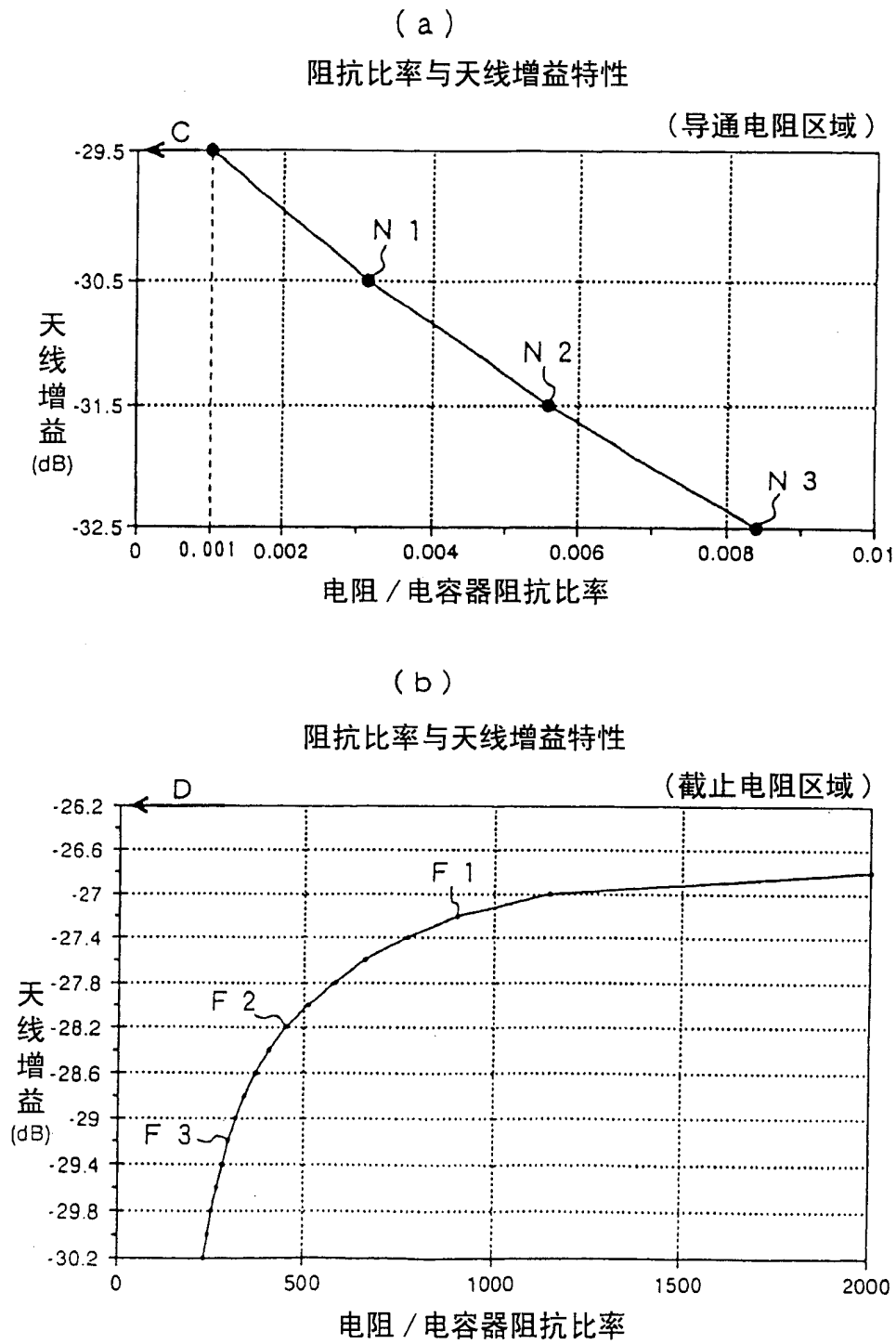
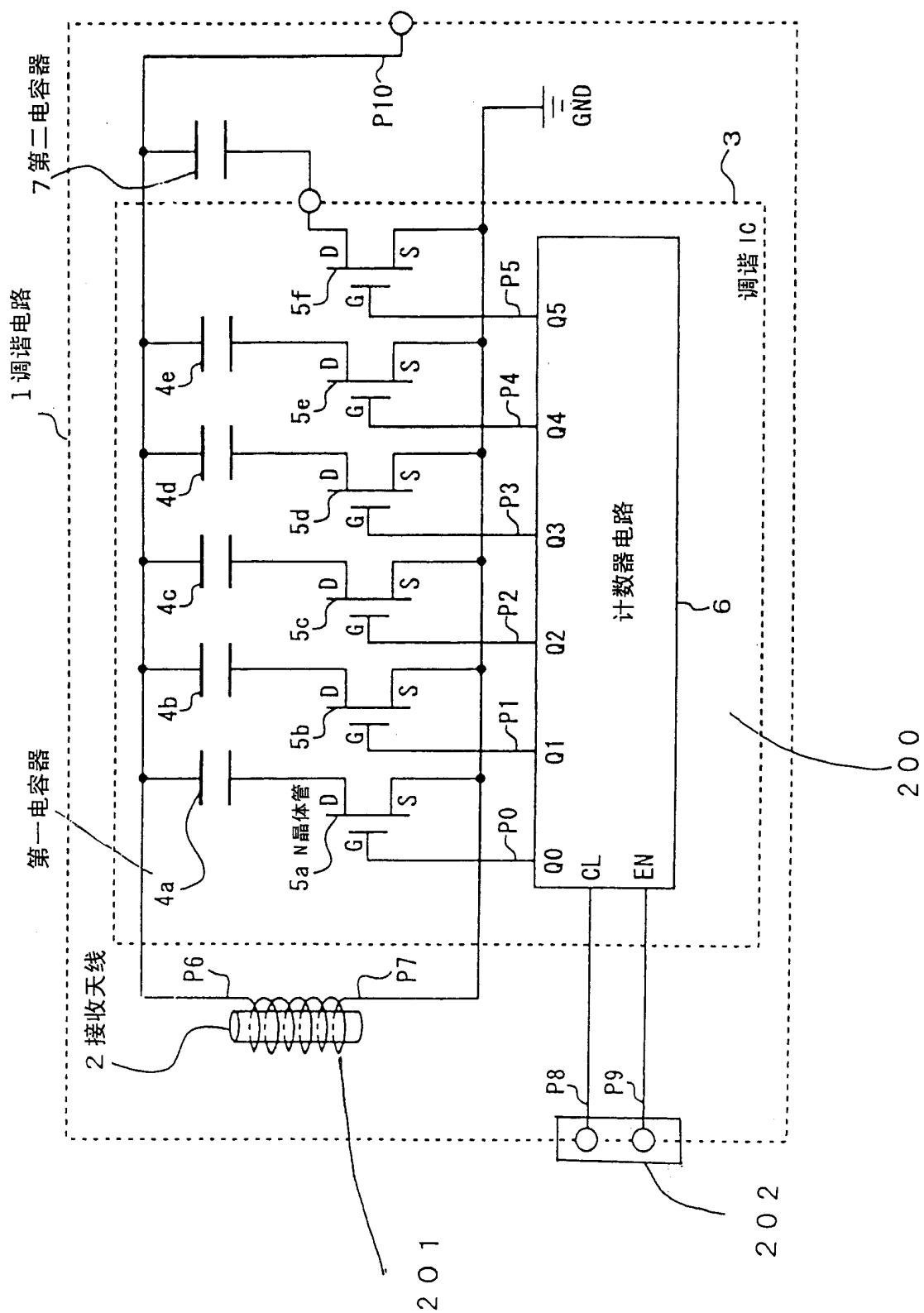


图 4



5
圖

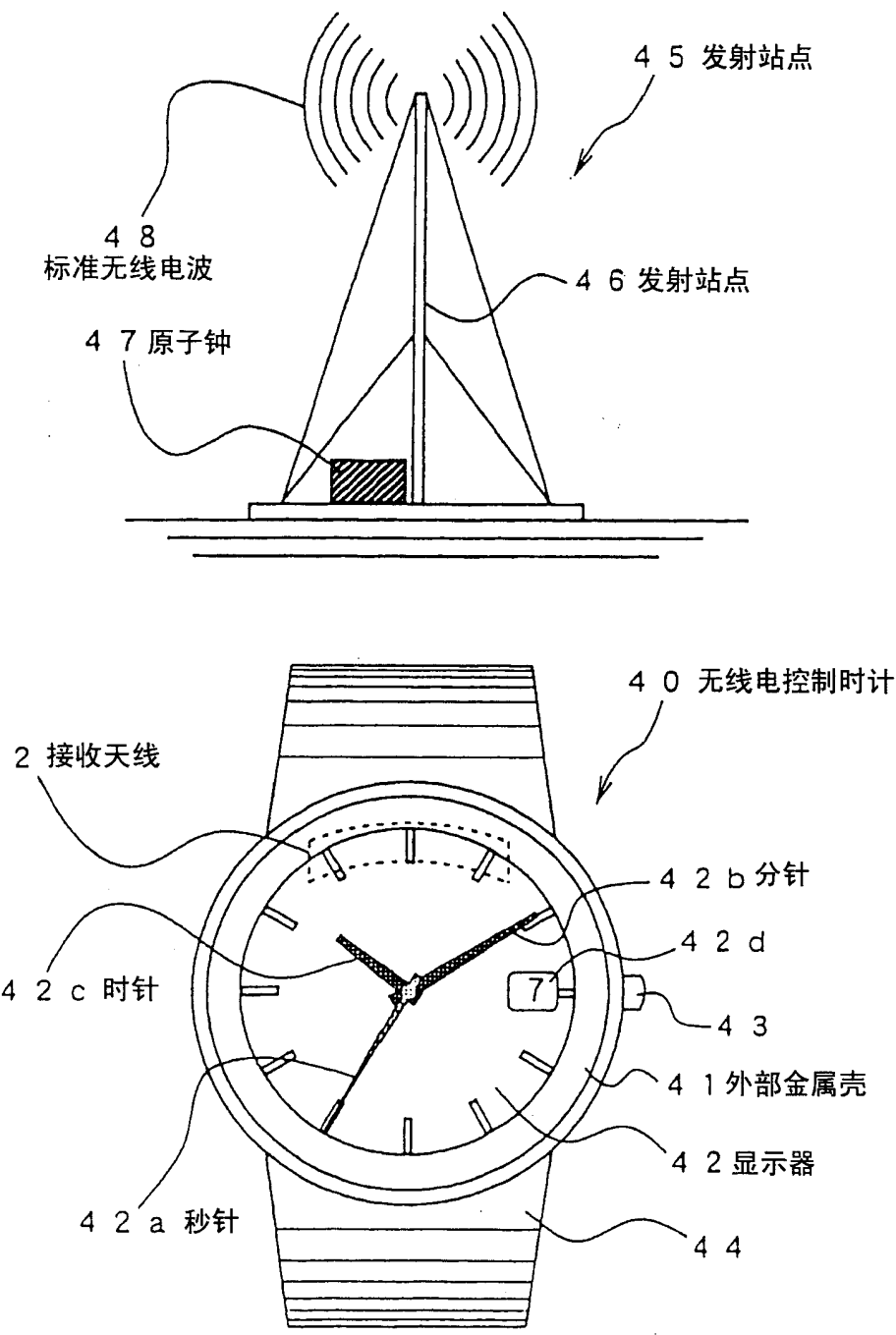


图 6

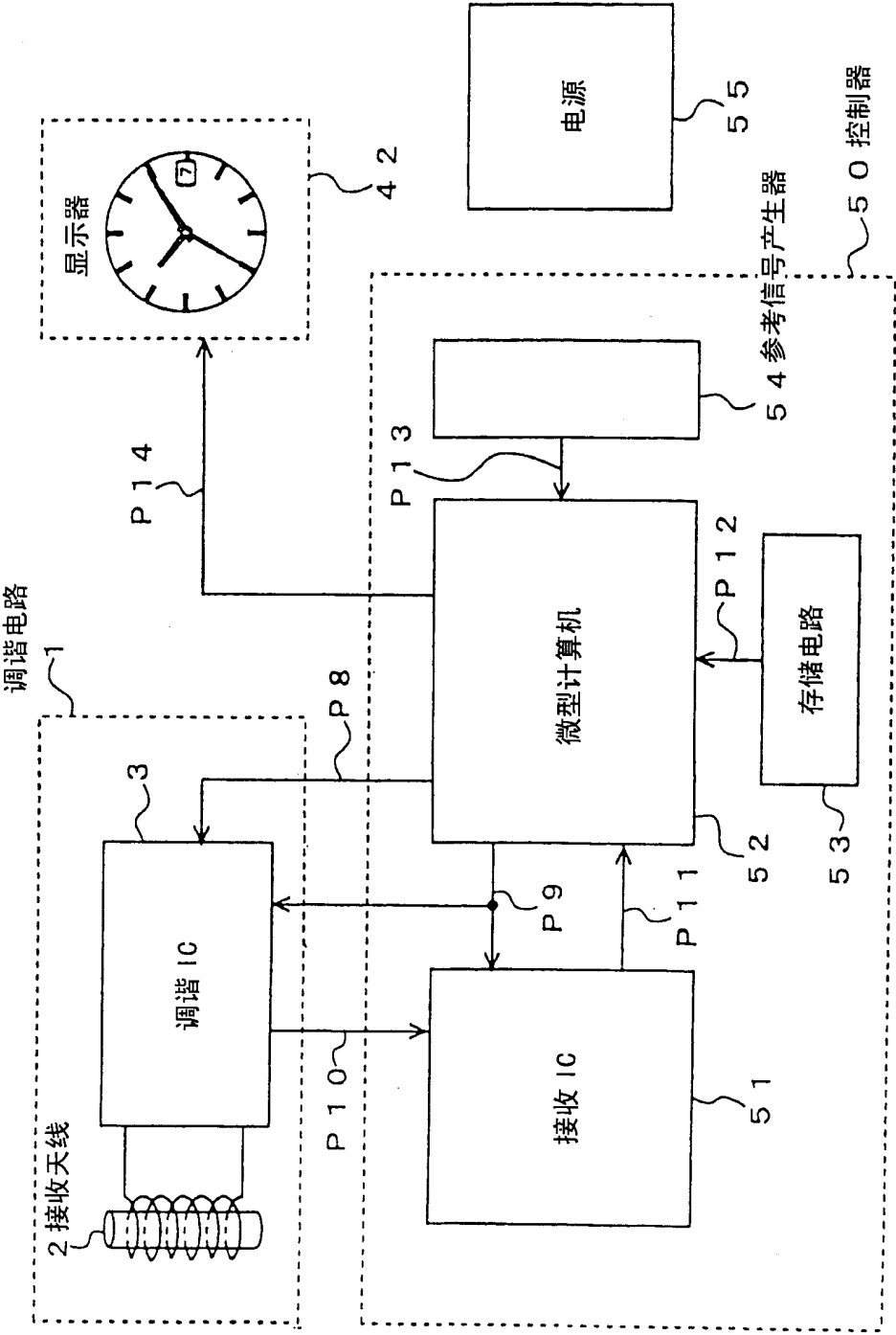


图 7

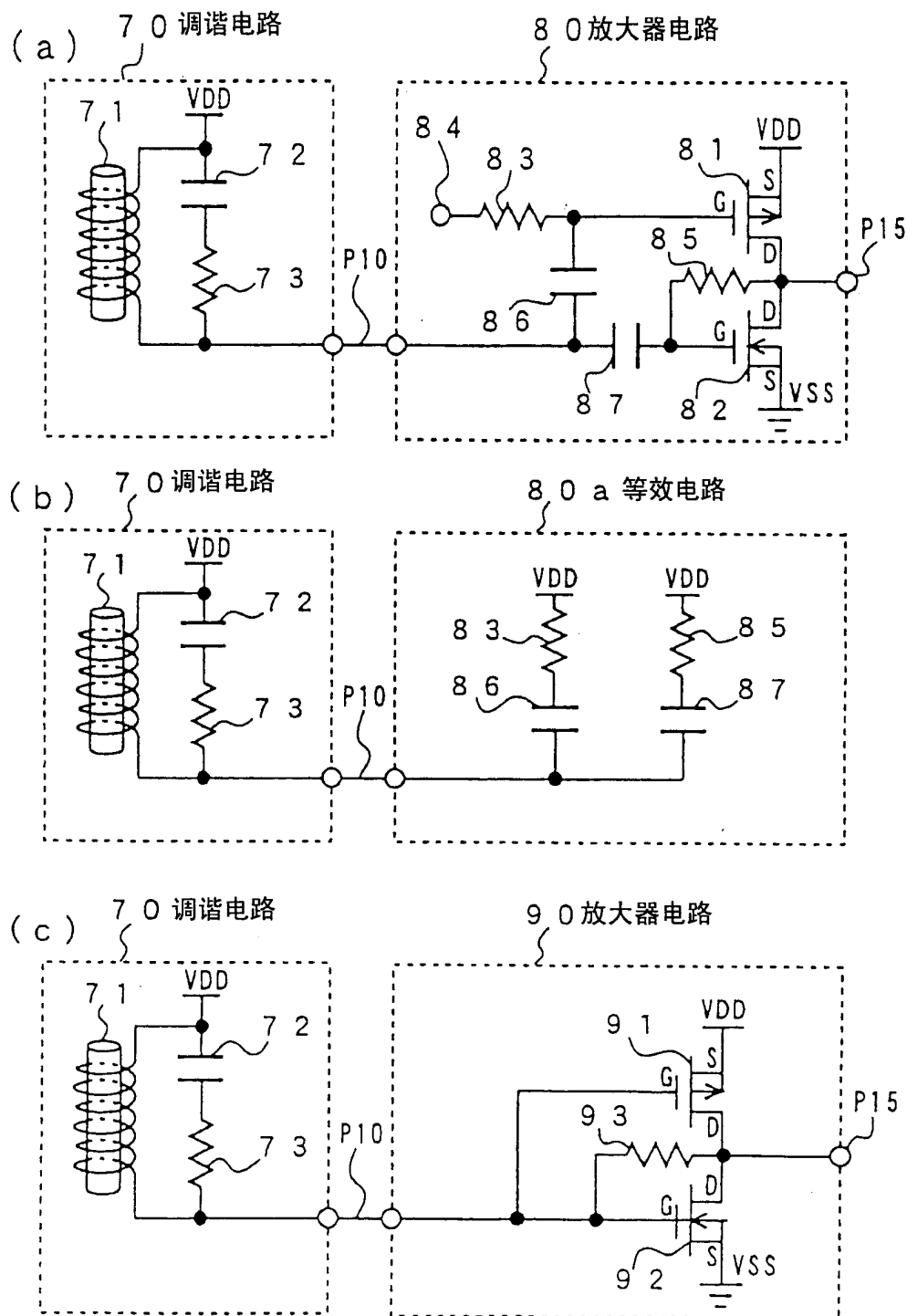


图 8

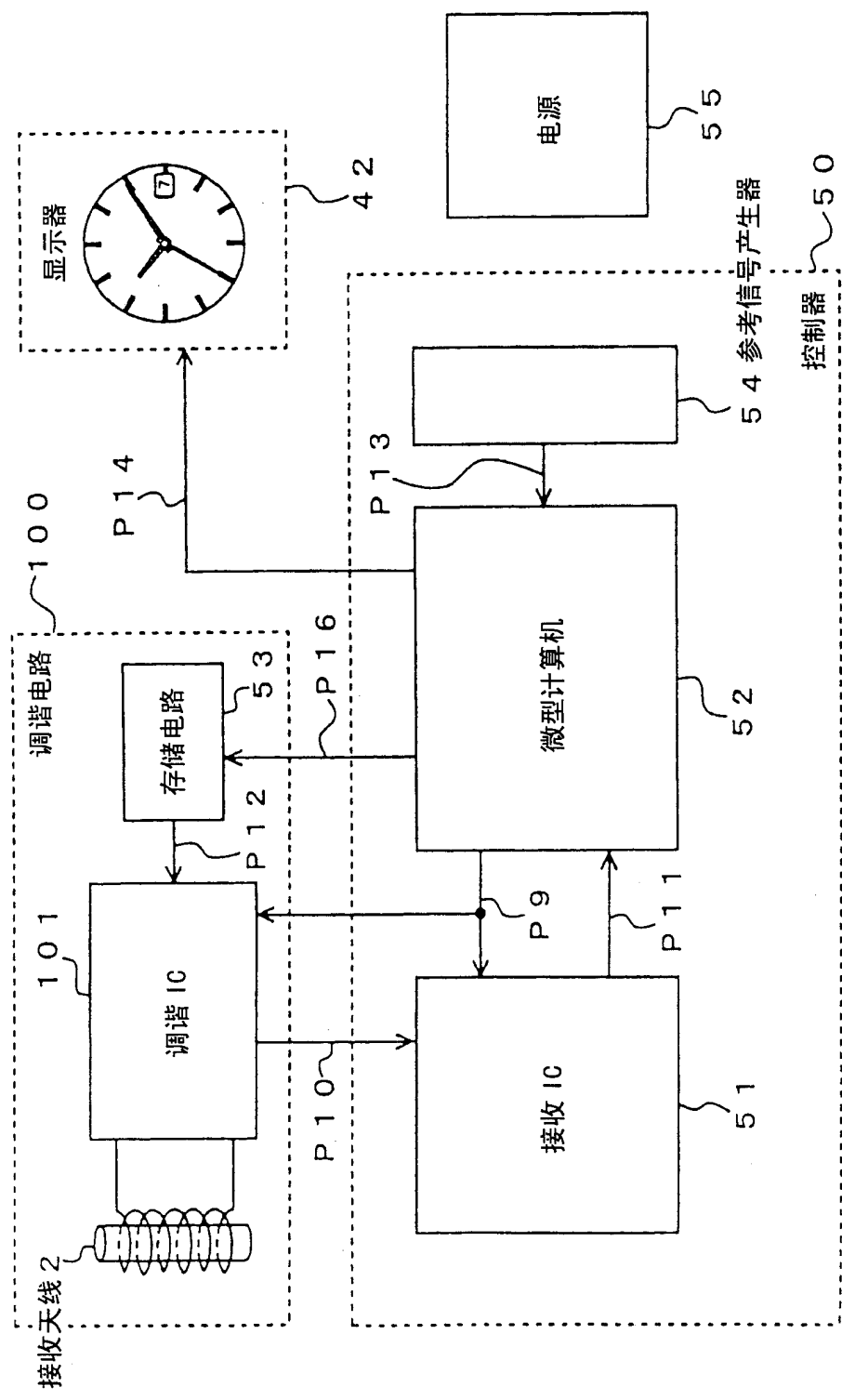


图 9

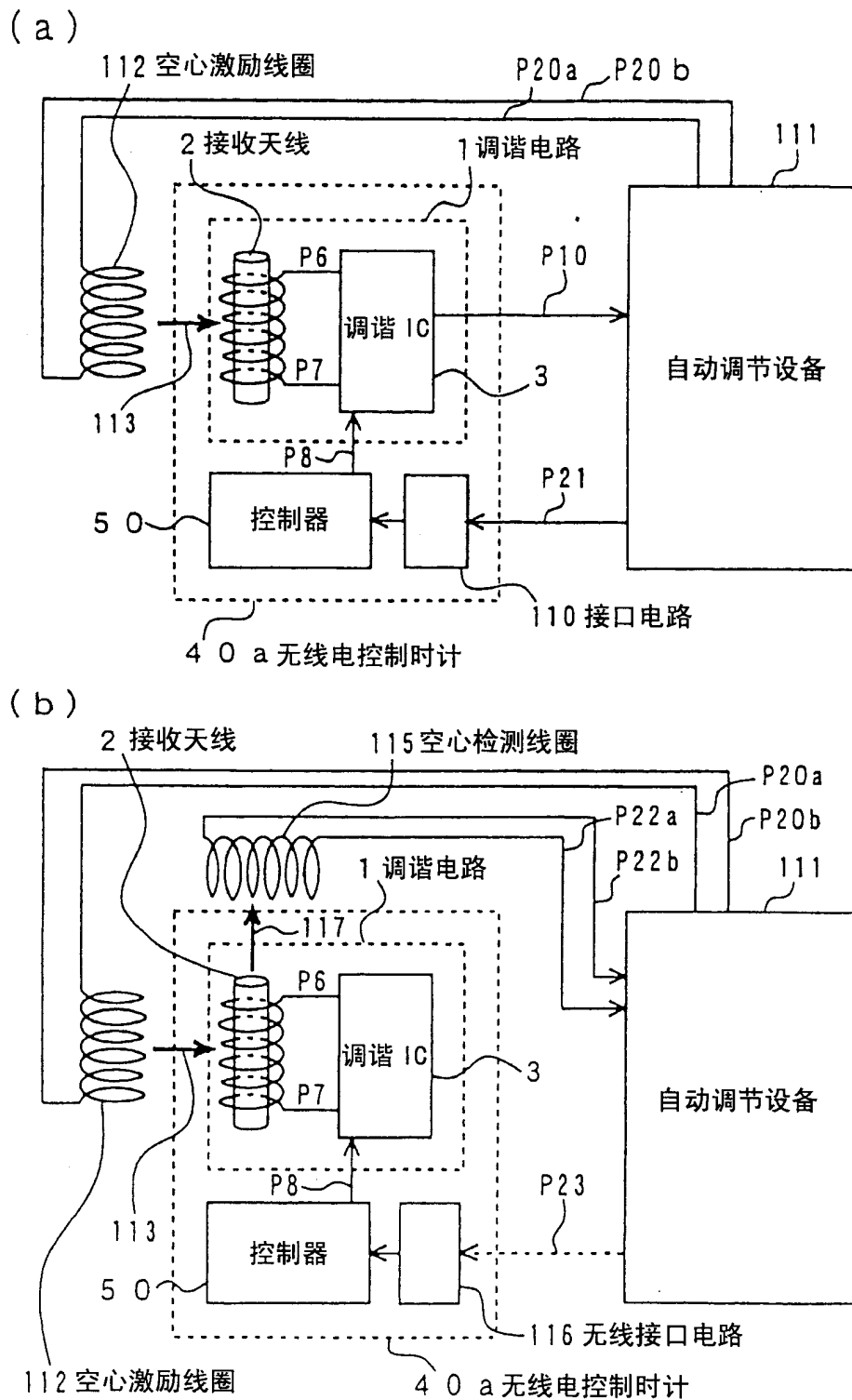


图 10

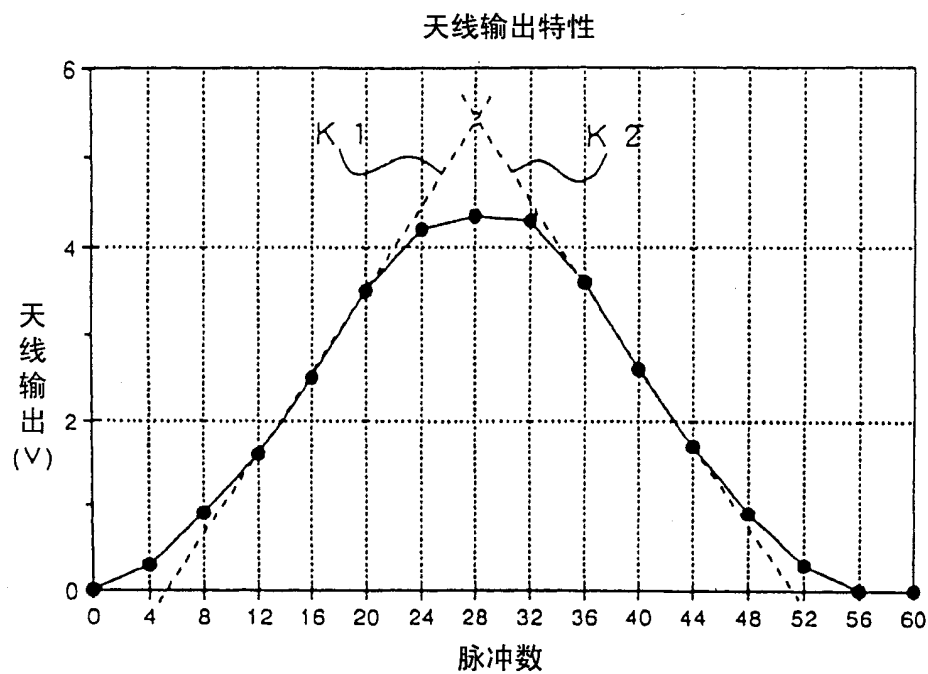


图 11

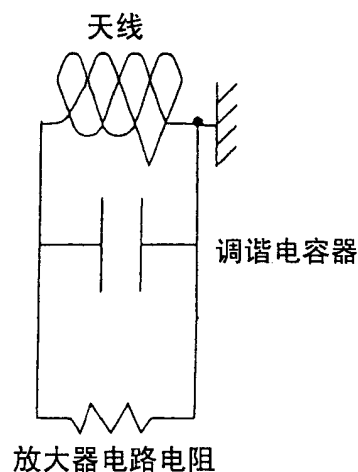


图 23

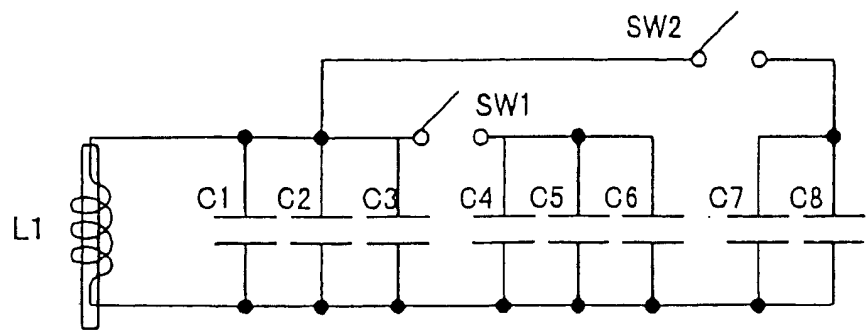


图 12

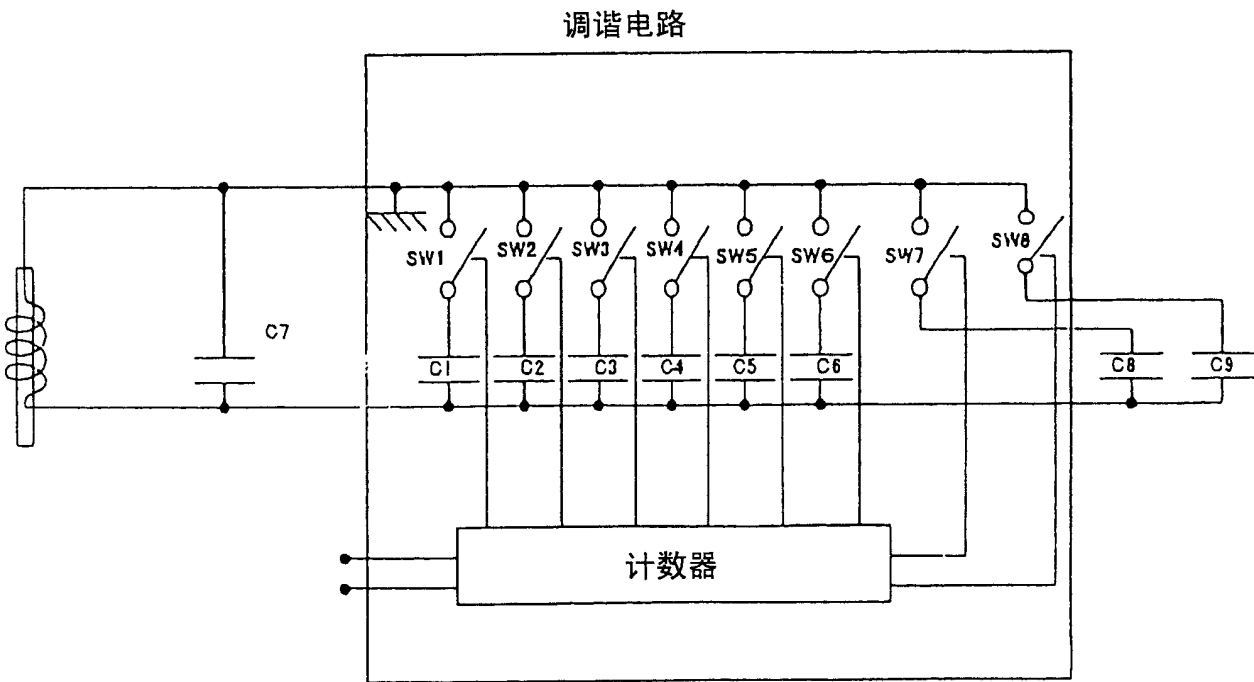


图 13

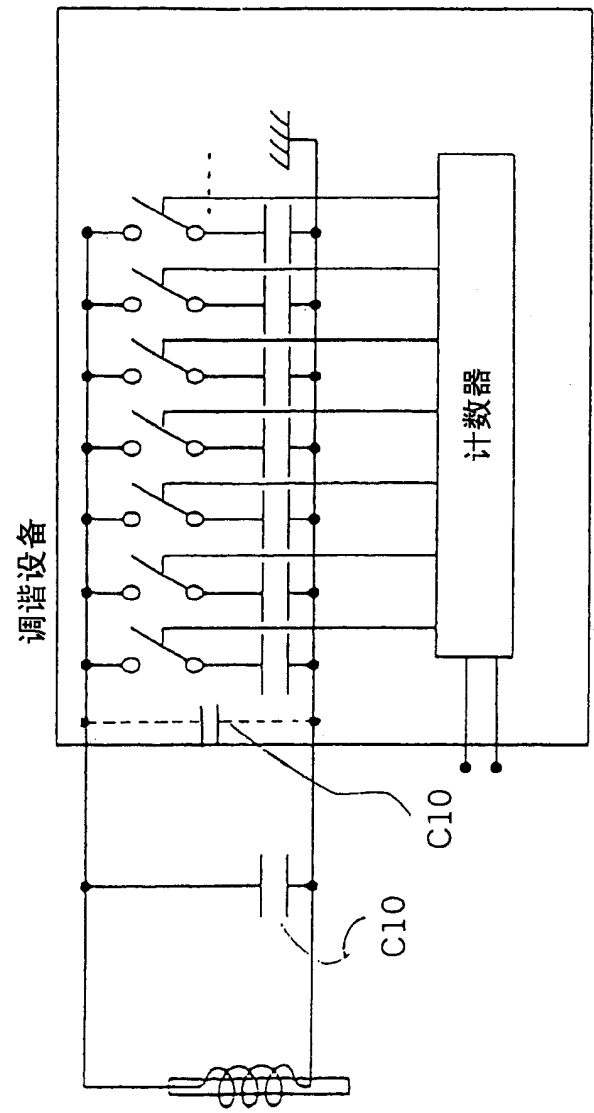


图 14

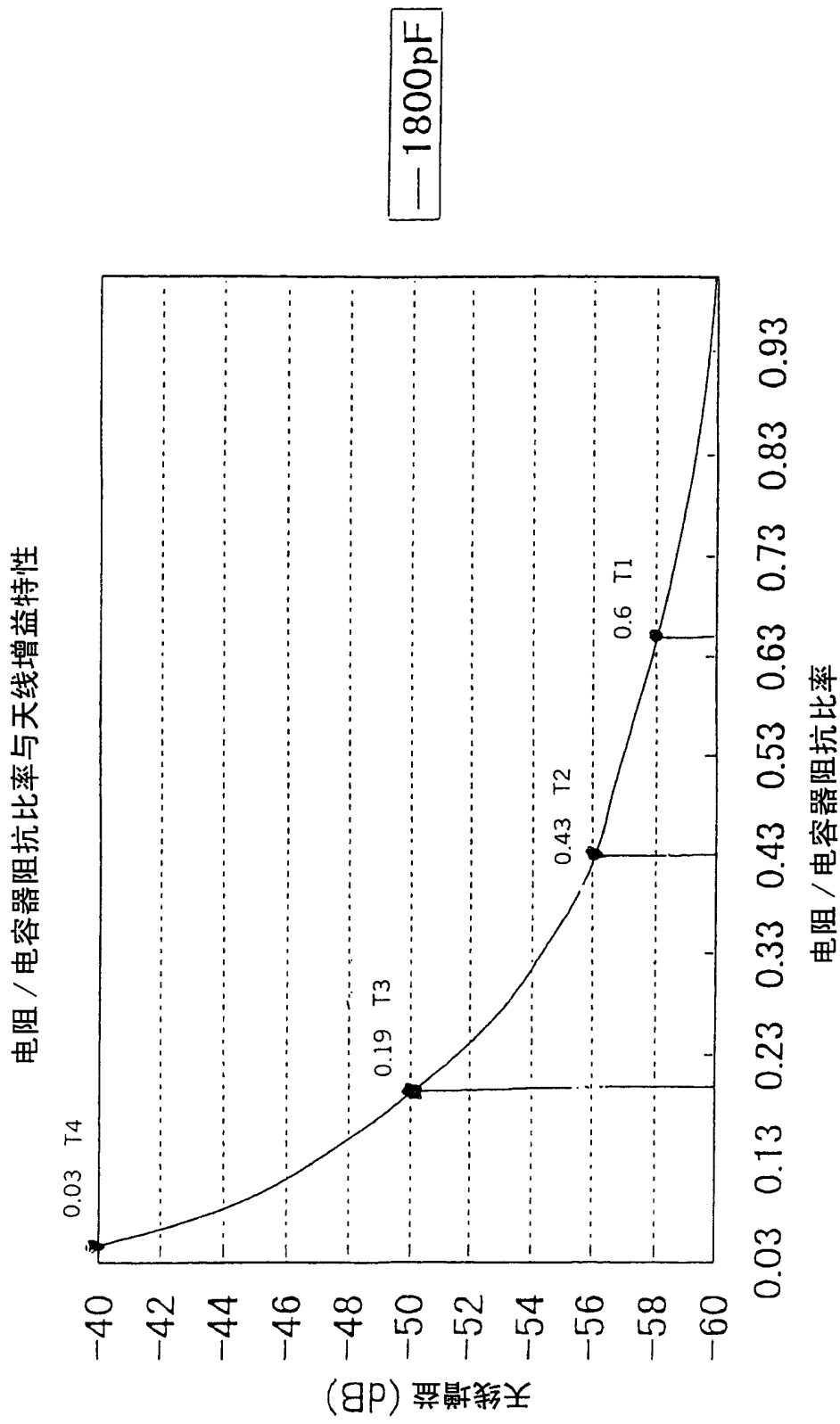


图 15

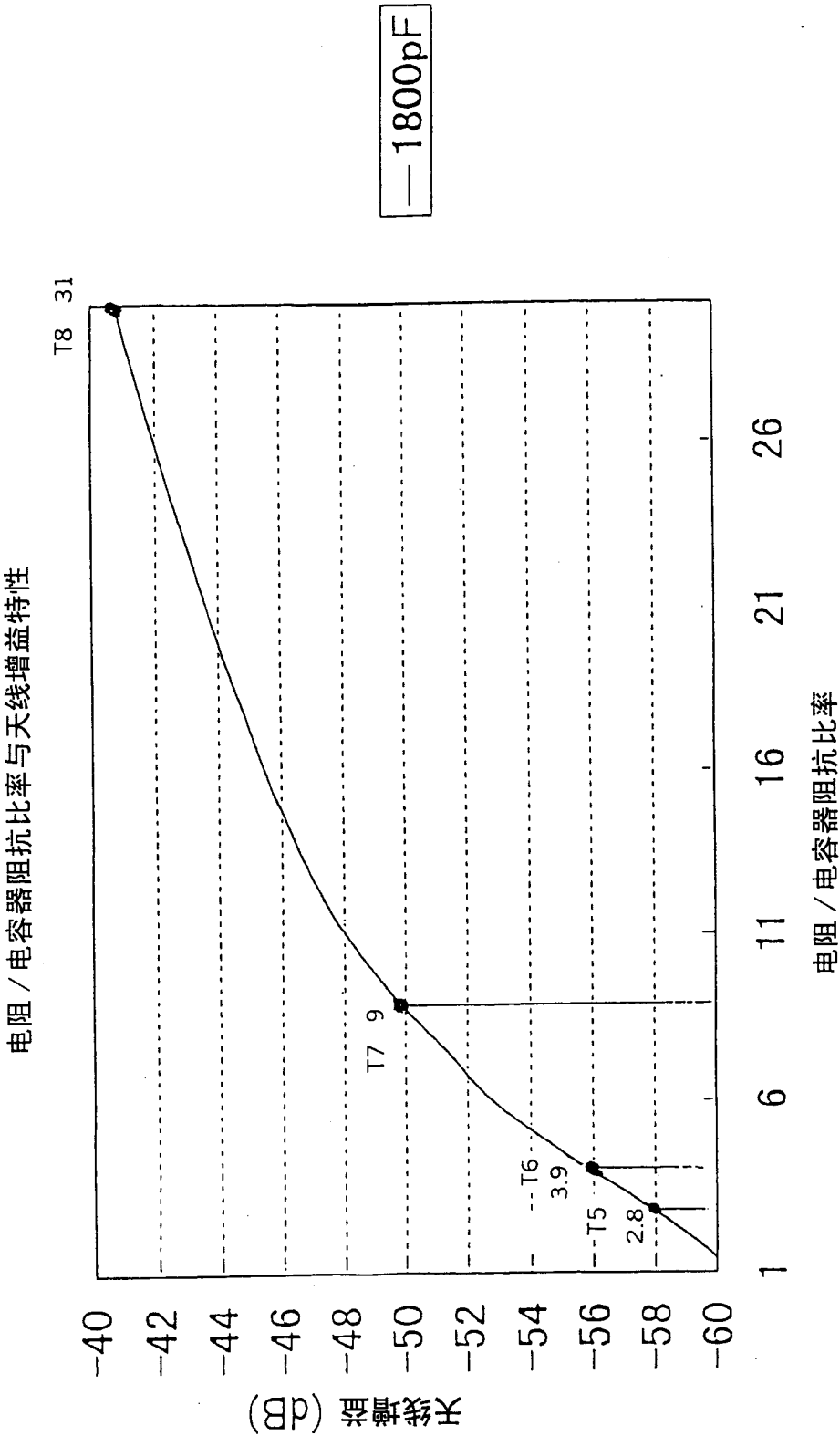


图 16

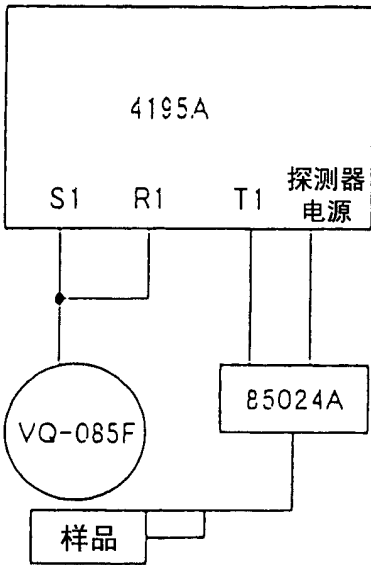


图 17

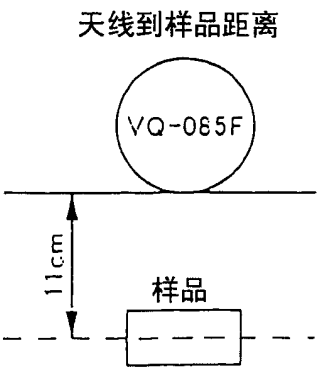


图 18

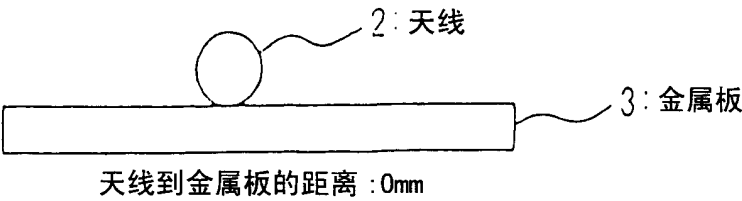


图 19

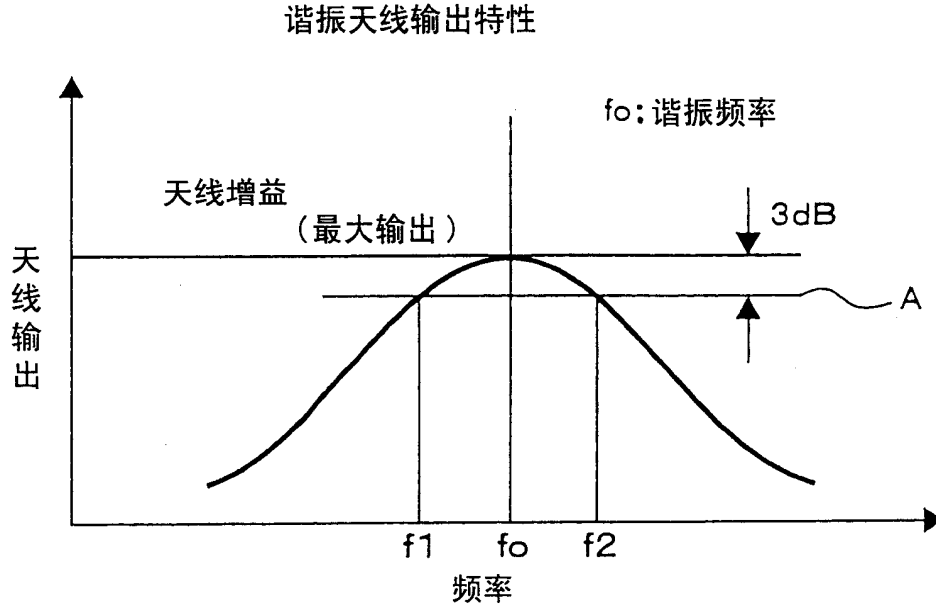


图 20

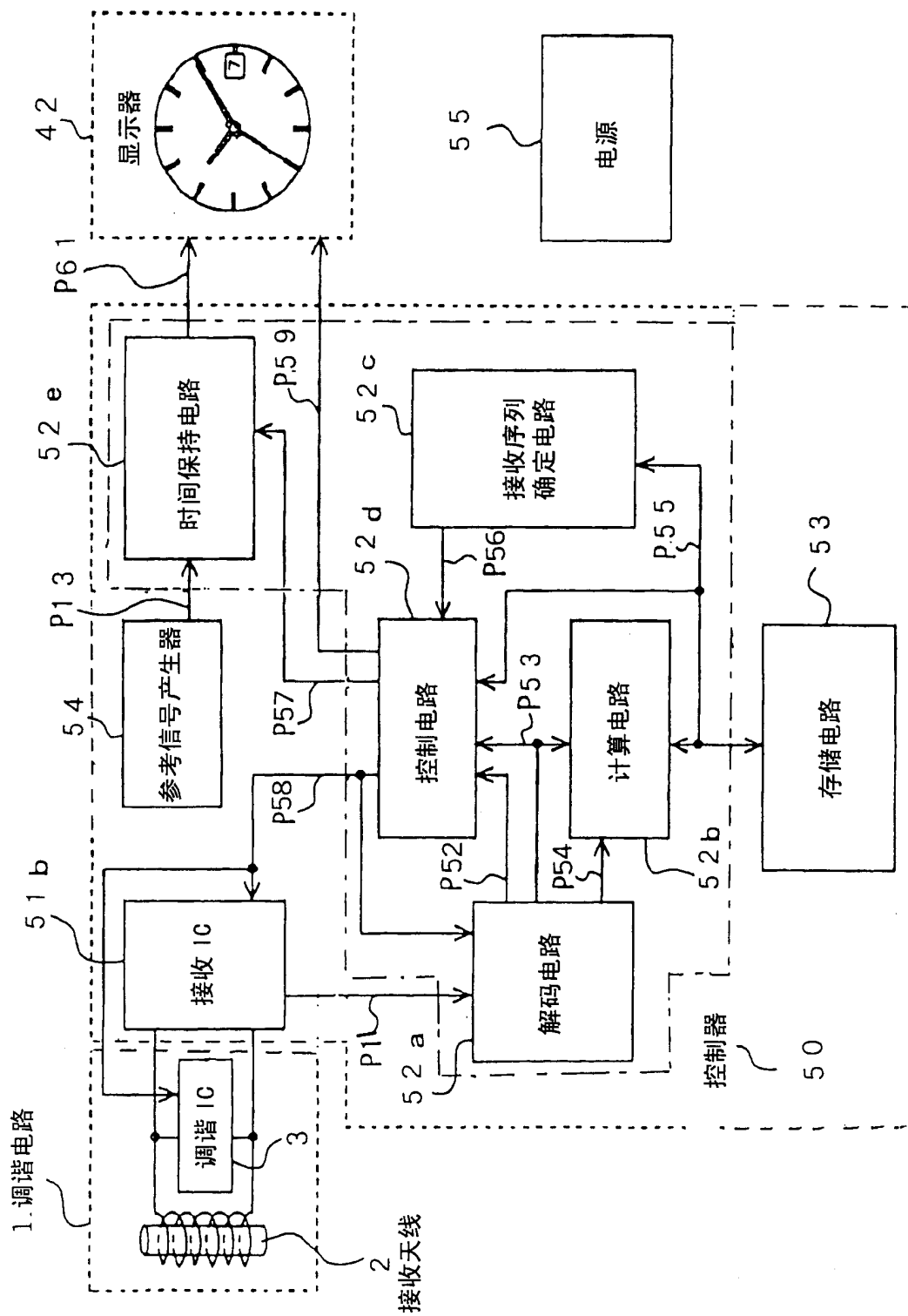


图 21

接收历史信息表

地址	接收站点名称	接收处理时间	接收电平
1	JJY 福岛	3分钟	H
2	JJY 九州	6分钟	H
3	JJY 九州	5分钟	M
4	接收错误	--	--
5	DCF77	8分钟	L
6	DCF77 (77.5 kHz)	7分钟	M
7	WWVB	5分钟	M
8	JJY 福岛	2分钟	H
9	JJY 福岛	5分钟	H
10	JJY 九州(60 kHz)	4分钟	M
11	WWVB (60 kHz)	10分钟	L
12	JJY 福岛(40 kHz)	6分钟	M
.	.	.	.
.	.	.	.
N	.	.	.

图 22

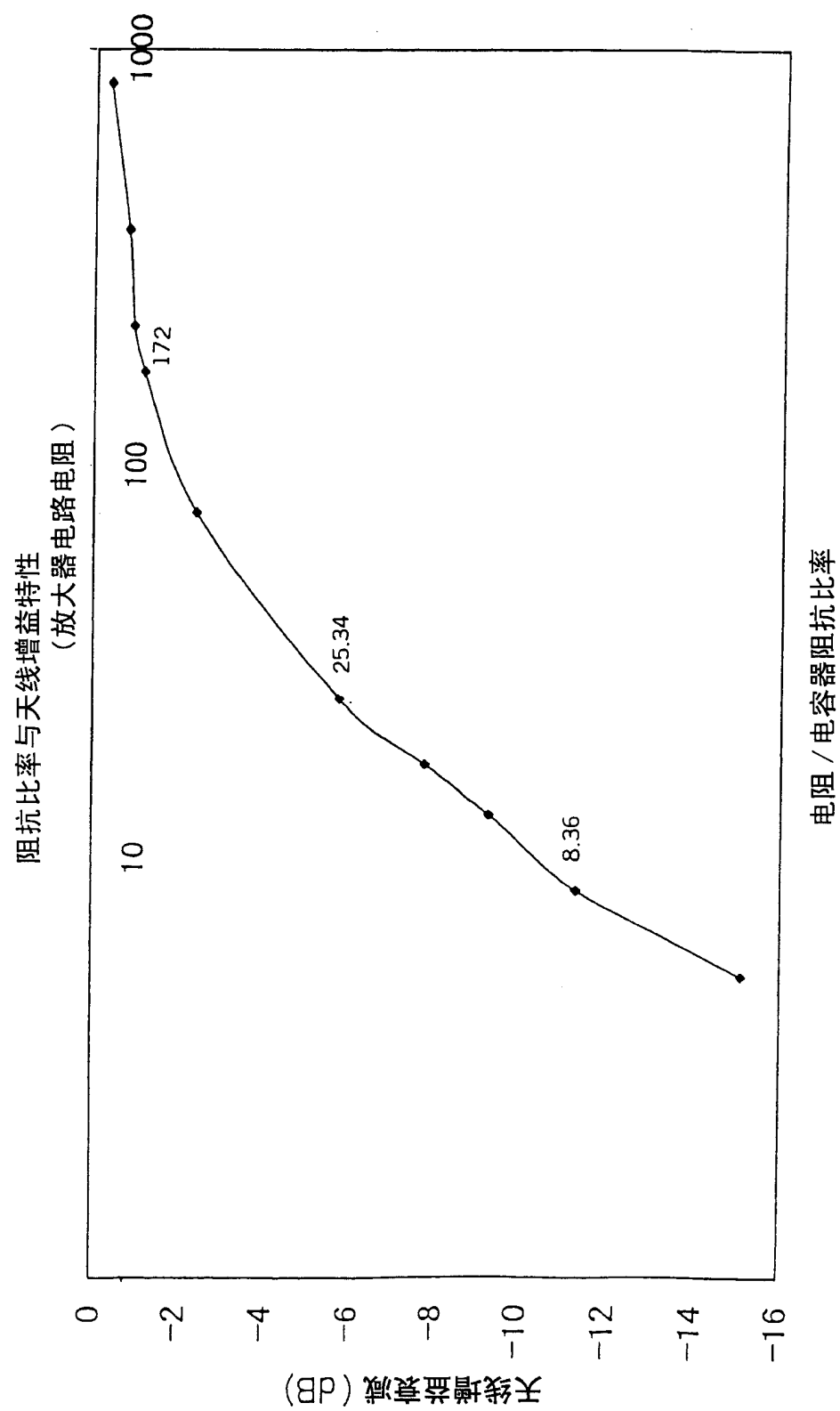


图 24