



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810005957.X

[43] 公开日 2008年8月27日

[11] 公开号 CN 101252293A

[22] 申请日 2008.2.20

[21] 申请号 200810005957.X

[30] 优先权

[32] 2007.2.20 [33] JP [31] 2007-039548

[32] 2007.12.14 [33] JP [31] 2007-323197

[71] 申请人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 神干基

[74] 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限公司

代理人 余刚 尚志峰

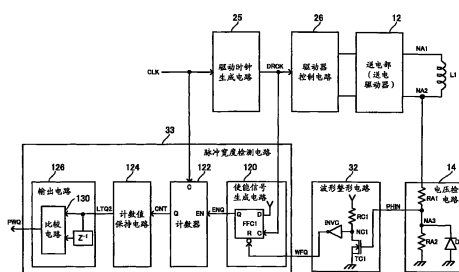
权利要求书 5 页 说明书 34 页 附图 21 页

## [54] 发明名称

送电控制装置、送电装置、电子设备及无触点电力传输系统

## [57] 摘要

本发明提供可以正确检测出二次侧的负载变动的送电控制装置、送电装置等。无触点电力传输系统的送电装置所设置的送电控制装置包括：驱动时钟生成电路(25)，生成用于规定一次线圈 L1 的驱动频率的驱动时钟 DRCK；驱动器控制电路(26)，基于驱动时钟 DRCK 生成驱动器控制信号，并输出给送电驱动器；波形整形电路(32)，输出一次线圈 L1 的感应电压信号的波形整形信号 WFQ；脉冲宽度检测电路(33)，接收波形整形信号 WFQ 和驱动时钟 DRCK，检测出波形整形信号 WFQ 的脉冲宽度信息；控制电路，基于被检测出来的脉冲宽度信息，检测出二次侧的负载变动。



1. 一种送电控制装置,设置在无触点电力传输系统中的送电装置中,所述无触点电力传输系统使一次线圈和二次线圈电磁耦合,从所述送电装置向受电装置传输电力,并向所述受电装置的负载供给电力,所述送电控制装置的特征在于,包括:

驱动时钟生成电路,生成用于规定所述一次线圈的驱动频率的驱动时钟;

驱动器控制电路,基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号,并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器;

波形整形电路,对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形,并输出波形整形信号;

脉冲宽度检测电路,接收所述波形整形信号和所述驱动时钟,检测出所述波形整形信号的脉冲宽度信息;

控制电路,基于所检测出来的脉冲宽度信息,检测二次侧的负载变动。

2. 根据权利要求1所述的送电控制装置,其特征在于:

所述控制电路基于所检测出的脉冲宽度信息,检测出所述受电装置通过负载调制而发送的数据。

3. 根据权利要求1或2所述的送电控制装置,其特征在于:

所述脉冲宽度检测电路,通过计量脉冲宽度期间,检测出脉冲宽度信息,所述脉冲宽度期间是从所述驱动时钟由非激活的电压电平变化到激活的电压电平的第一点开始到所述波形整形信号由激活的电压电平变化到非激活的电压电平的第二点为止的期间。

4. 根据权利要求3所述的送电控制装置，其特征在于：

所述脉冲宽度检测电路在所述脉冲宽度期间进行计数值的加一或减一，基于所获得的计数值，测量所述脉冲宽度期间的长度。

5. 根据权利要求4所述的送电控制装置，其特征在于：

所述脉冲宽度检测电路包括使能信号生成电路，所述使能信号生成电路用于接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，在所述脉冲宽度期间生成变为激活状态的使能信号，

所述计数器，在所述使能信号处于激活状态时，进行计数值的加一或减一操作。

6. 根据权利要求5所述的送电控制装置，其特征在于：

所述使能信号生成电路包括触发器电路，所述触发器电路在其时钟端子输入有所述驱动时钟，在其数据端子输入有高电位侧电源或低电位侧电源的电压，在所述波形整形信号处于激活时被复位或被置位。

7. 根据权利要求6所述的送电控制装置，其特征在于：

所述波形整形电路包括比较器，在所述比较器非反转输入端子输入有一次线圈的感应电压信号，在其反转输入端子输入有预设的设定电压。

8. 根据权利要求4至7中的任一项所述的送电控制装置，其特征在于：

所述脉冲宽度检测电路包括：

计数值保持电路，用于保持来自所述计数器的计数值；

以及

输出电路，用于比较本次保持在所述计数值保持电路中的计数值和上次保持的计数值，输出其中较大的一个计数值。

9. 根据权利要求4至7中的任一项所述的送电控制装置，其特征在于：

所述脉冲宽度检测电路包括：

计数值保持电路，保持来自所述计数器的计数值；以及

输出电路，输出所述计数值保持电路所保持的多个计数值的平均值。

10. 根据权利要求1至9中的任一项所述的送电控制装置，其特征在于，还包括：

振幅检测电路，用于检测出所述一次线圈的感应电压信号的振幅信息；

A/D变换电路，用于对所检测出的所述振幅信息进行A/D变换；

第一锁存电路，用于锁存来自所述A/D变换电路的数据；  
以及

第二锁存电路，用于锁存来自所述脉冲宽度检测电路的数据；

所述第二锁存电路在与所述第一锁存电路的锁存时刻同步的时刻，锁存来自所述脉冲宽度检测电路的数据。

11. 一种送电装置，其特征在于，包括：

根据权利要求1至10中的任一项所述的送电控制装置；  
以及

送电部，生成交流电压，并供给给所述一次线圈。

12. 一种电子设备，其特征在于：包括根据权利要求 11 所述的送电装置。
13. 一种无触点电力传输系统，包括送电装置和受电装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述受电装置传输电力，并向所述受电装置的负载供给电力，其特征在于：
- 所述受电装置包括：
- 受电部，将所述二次线圈的感应电压变换成直流电压；
- 以及
- 负载调制部，在要从所述受电装置向所述送电装置发送数据时，根据发送数据，使负载可变地变化，
- 所述送电装置包括：
- 驱动时钟生成电路，生成用于规定所述一次线圈的驱动频率的驱动时钟；
- 驱动器控制电路，基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号，并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器；
- 波形整形电路，对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形，并输出波形整形信号；
- 脉冲宽度检测电路，接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，检测出所述波形整形信号的脉冲宽度信息；以及
- 控制电路，基于被检测出来的脉冲宽度信息，检测二次侧的负载变动。
14. 一种送电控制装置，设置在无触点电力传输系统的送电装置中，所述无触点电力传输系统，包括所述送电装置和受电装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述

受电装置传输电力，向所述受电装置的负载供给电力，所述送电控制装置的特征在于，包括：

驱动时钟生成电路，生成用于规定所述一次线圈的驱动频率的驱动时钟；

驱动器控制电路，基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号，并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器；

波形整形电路，对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形，并输出波形整形信号；

脉冲宽度检测电路，接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，检测出所述波形整形信号的脉冲宽度信息；以及

控制电路，基于被检测出来的脉冲宽度信息，控制所述送电控制装置。

15. 一种送电装置，其特征在于，包括：

根据权利要求 14 所述的送电控制装置；以及

送电部，生成交流电压，并向所述一次线圈供给。

16. 一种电子设备，其特征在于：包括根据权利要求 15 所述的送电装置。

17. 一种无触点电力传输系统，包括送电装置和受电装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述受电装置传输电力，向所述受电装置的负载供给电力，其特征在于：

所述送电装置是根据权利要求 15 所述的送电装置。

## 送电控制装置、送电装置、 电子设备及无触点电力传输系统

### 技术领域

本发明涉及送电控制装置、送电装置、电子设备及无触点电力传输系统等。

### 背景技术

近年来，利用电磁感应，即使没有金属部分的触点也可以传输电力的所谓无触点电力传输（非触点电力传输）也发展起来。作为该无触点电力传输的应用例子，有很多涉及手机和家用电器（例如电话的子机）的充电等的提案。

作为无触点电力传输的现有技术，在专利文献1中有描述。在该专利文献1中，以所谓负载调制方式（负载调整方式）实现从受电装置（二次侧）向送电装置（一次侧）的数据传输。然后，送电装置，通过使用比较器（comparator）等检测出一次线圈的感应电压，判断来自受电装置的数据是“0”还是“1”。

但是，在该专利文献1中的现有技术，通过将感应电压的峰值电压与规定的阈值电压进行比较，来检测发送的数据。可是，由于电源电压和线圈电感（Coil Inductance）等的元素参数漂移，在检测电压的判断中所使用的阈值电压也会漂移。因此，会有这样的技术问题，即正确检测出二次侧的负载变动很困难。

## 【专利文献1】日本特开 2006-60909 号公报

### 发明内容

本发明鉴于上述技术问题，可以提供能正确检测出二次侧的负载变动的送电控制装置、送电装置、电子设备以及无触点电力传输系统。

本发明涉及送电控制装置，一种无触点电力传输系统中的送电装置中所设置的送电控制装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁感应，从送电装置向受电装置传输电力，并向所述受电装置的负载供给电力。还包括：驱动时钟生成电路，生成规定一次线圈的驱动频率的驱动时钟；驱动器控制电路，基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号，并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器；波形整形电路，对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形，并输出波形整形信号；脉冲宽度检测电路，接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，检测出所述波形整形信号的脉冲宽度信息；控制电路，基于检测出来的脉冲宽度信息，检测二次侧（用户端）的负载变动。

在本发明中，脉冲宽度检测电力接收一次线圈的感应电压信号的波形整形信号和规定一次线圈的驱动频率的驱动时钟，检测出脉冲宽度信息。然后，基于该脉冲宽度信息，检测出二次侧的负载变动。这样一来，不需要分别检测电压和电流再以其相位差来作为判断依据，只要通过对电压波形的简单模拟波形整形，就可以通过数字电路处理稳定地检测出二次侧的负载变动。从而，以简单的构成正确地检测出二次侧的负载变动。

此外，在本发明中，所述控制电路也可以基于检测出来的脉冲宽度信息，检测出所述受电装置通过负载调制发送出来的数据。



这样一来，可以基于脉冲宽度信息正确检测出受电装置发出的数据，可以实现与受电装置之间的高稳定性的数据传输。

此外，所述脉冲宽度检测电路也可以，通过计量脉冲宽度期间，检测出脉冲宽度信息。所述脉冲宽度期间是从所述驱动时钟由非使能的电压电平变化到使能的电压电平的第一点开始，到所述波形整形信号由使能的电压电平变化到非使能的电压电平的第二点为止的期间。

样一来，只要计算出第一、第二点之间的脉冲宽度期间，就可以检测出脉冲宽度信息，可以以简单的构成检测出二次侧的负载变动。

此外在本发明中，所述脉冲宽度检测电路也可以包括计数器，在所述脉冲宽度期间进行计数值的加一或减一，基于所获得的计数值，计算所述脉冲宽度期间的长度。

这样一来，基于计数器可以以数字方式正确地计算出脉冲宽度期间。

此外，在本发明中，所述脉冲宽度检测电路也可以包括使能信号生成电路，其接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，在所述脉冲宽度期间生成处于使能状态的使能信号，所述计数器，在所述使能信号位使能状态时，进行计数值的加一或减一操作。

这样一来，只要生成使能信号，就可以控制用于计数脉冲宽度期间的计数处理，从而可以简化处理。

此外，在本发明中，所述使能信号生成电路也可以包括触发器（Flip Flop）电路，在其时钟端子输入所述驱动时钟，在其数据端

子输入高电位侧电源或低电位侧电源的电压，在所述波形整形信号位使能时，复位或设置该电路。

这样一来，只是以设置触发器电路这样简单的构成，就可以实现使能信号的生成。

此外在本发明中，所述波形整形电路也可以包括比较器，在其非振荡输入端子输入一次线圈的感应电压信号，在其反转输入端子输入规定的设定电压。

这样一来，通过控制输入给比较器的反转输入端子的设定电压，可以提高负载变动的检测精度。而且，使用这样的比较器，在驱动时钟的变化时刻，波形整形信号的变化时刻也有可能延迟，通过使用上述的触发器电路，即使在该延迟期间也可以进行计数处理，从而可以获得正确的计数值。

此外，在本发明中，所述脉冲宽度检测电路也可以包括，计数值保持电路，保持来自所述计数器的计数值；输出电路，比较本次保持在所述计数值保持电路的计数值和上次保持的计数值，输出其中的较大的一个计数值。

这样一来，可以抑制噪音等导致的脉冲宽度期间的变动，可以实现稳定的脉冲宽度检测。而且也容易实现与振幅检测方法的组合。

此外，在本发明中，所述脉冲宽度检测电路也可以包括，计数值保持电路，保持来自所述计数器的计数值；输出电路，输出所述计数值保持电路所保持的多个计数值的平均值。

这样一来，可以抑制噪音等导致的脉冲宽度期间的变动，可以实现稳定的脉冲宽度检测。

此外，在本发明中还可以包括，振幅检测电路，检测出所述一次线圈的感应电压信号的振幅信息；A/D变换电路，对所检测出的所述振幅信息进行A/D变换；第一锁存电路（Latch Circuit），锁存（Latch）来自所述A/D变换电路的数据；第二锁存电路，锁存来自所述脉冲宽度检测电路的数据。所述第二锁存电路，在与所述第一锁存电路的锁存时刻（timing）同步的时刻，锁存来自所述脉冲宽度检测电路的数据。

这样一来，可以在相同的时刻锁存由脉冲宽度检测获得的数据和由振幅检测所获得的数据。因此，可以保持脉冲宽度检测和振幅检测之间的电路的兼容性，可以简化控制电路的时序处理和判断处理。

此外本发明涉及包含上述任一个所述的送电控制装置和送电部的送电装置。所述送电部生成交流电压并供给给所述一次线圈。

此外本发明涉及包含上述所记载的送电装置的电子设备。

此外，本发明涉及一种无触点电力传输系统，包括送电装置和受电装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述受电装置传输电力，从而向所述受电装置的负载供给电力，其特征在于，所述受电装置包括，受电部，将所述二次线圈的感应电压变换成直流电压；负载调制部，在需要从所述受电装置向所述送电装置发送数据时，按照需要发送的数据，调整负载；所述送电装置包括，驱动时钟生成电路，生成规定一次线圈的驱动频率的驱动时钟；驱动器控制电路，基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号，并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器；波形整形电路，对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形，并输出波形整形信号；脉冲宽度检测电路，接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，检测出

所述波形整形信号的脉冲宽度信息；控制电路，基于检测出来的脉冲宽度信息，检测二次侧的负载变动。

本发明涉及无触点电力传输系统的所述送电装置中所设置的送电控制装置，所述无触点电力传输系统，包括送电装置和受电装置，通过让一次线圈和二次线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述受电装置传输电力，从而向所述受电装置的负载供给电力。所述送电控制装置其特征在于包括，驱动时钟生成电路，生成规定一次线圈的驱动频率的驱动时钟；驱动器控制电路，基于所述驱动时钟生成驱动器控制信号，并输出给驱动所述一次线圈的送电驱动器；波形整形电路，对所述一次线圈的感应电压信号进行波形整形，并输出波形整形信号；脉冲宽度检测电路，接收所述波形整形信号和所述驱动时钟，检测出所述波形整形信号的脉冲宽度信息；控制电路，基于检测出来的脉冲宽度信息，检测二次侧的负载变动。

此外本发明涉及包含上述所述的送电控制装置和送电部的送电装置。所述送电部生成交流电压并供给给所述一次线圈。

本发明涉及包含上述的送电装置的电子设备。

本发明涉及无触点电力传输系统线圈电磁耦合，从所述送电装置向所述受电装置传输电力，从而向所述受电装置的负载供给电力，其中，所述送电装置是上述所述的送电装置。

## 附图说明

图1(A)、图1(B)是无触点电力传输的说明图。

图2是本实施例的送电装置、送电控制装置、受电装置、受电控制装置的构成例。

图 3 (A)、图 3 (B) 是基于频率调整、负载调制的数据传输的说明图。

图 4 是针对送电侧和受电侧的动作概要进行说明的流程图。

图 5 是本实施例的送电控制装置的构成例。

图 6 (A)、图 6 (B) 是描述线圈端电压波形的测定结果的图。

图 7 是描述驱动时钟和线圈端电压波形关系的模式图。

图 8 (A) ~ 图 8 (C) 是无负载时、有负载时的等价电路及共振特性图。

图 9 是送电控制装置的具体构成示例。

图 10 是说明本实施例的动作用的信号波形例。

图 11 (A) ~ 图 11 (B) 是波形整形电路、使能信号生成电路的构成例。

图 12 是说明本实施例的动作用的信号波形例。

图 13 是输出电路的构成例。

图 14 是本实施例的变形例的构成例。

图 15 是说明变形例的动作用的信号波形例。

图 16 是阈值表的例子。

图 17 变形例的具体构成例。

图 18 是说明振幅检测电路的动作的信号波形例。

图 19 是说明变形例的动作的信号波形例。

图 20 (A) ~ 图 20 (B) 是脉冲宽度变化、振幅变化的特性图。

图 21 是表示异物大小和脉冲宽度检测的计数值之间关系的特性图。

## 具体实施方式

以下，针对本发明的优选实施例进行详细说明。而且，以下所说明的本实施例，并不是对权利要求范围所述的本发明内容的限定，本实施例所说明的构成的全部，对于本发明的技术手段来说，也并非必须是。

### 1. 电子设备

如图 1 (A) 所示，描述了使用本实施例的无触点电力传输方法的电子设备的例子。电子设备之一的充电器 500 (扩展器, Cradle) 具有送电装置 10。此外，电子设备之一的手机 510 具有受电装置 40。此外，手机 510 还有由 LCD 等的显示部 512，按钮等构成的操作部 514，麦克 516 (声音输入部)，扬声器 518 (声音输出部)，天线 520。

充电器 500 通过 AC 电源适配器 502 提供电力，该电力通过无触点电力传输从送电装置 10 发送到受电装置 40。基于此，给手机 510 的电池充电、或者让手机 510 内的设备工作。

此外，使用了本实施例的电子设备不限于手机 510。例如，也可以适用于手表、无绳电话，剃须刀、电动牙刷、列表计算器、手持终端、便携信息终端、或者电动自行车等的各种电子设备。

如图 1 (B) 所示，从送电装置 10 向受电装置 40 的电力传输是，在送电装置 10 侧所设置一次线圈 L1 (送电线圈)，并在受电装置 40 侧设置二次线圈 L2 (受电线圈)，并让 L1 和 L2 电磁耦合，从而形成电力传输变压器 (transformer) 来实现的。基于此，非接触的电力传输成为可能。

## 2. 送电装置、受电装置

图 2 描述了本实施例的送电装置 10、送电控制装置 20、受电装置 40、受电控制装置 50 的构成例。图 1 (A) 的充电器 500 等的送电侧的电子设备至少包括图 2 的送电装置 10。此外，手机 510 等的受电侧的电子设备至少包括受电装置 40 和负载 90 (本负载)。而且，基于图 2 的构成，可以实现这样的无触点电力传输 (非接触电力传输) 系统，通过让一次线圈 L1 和二次线圈 L2 电磁耦合，从送电装置 10 向受电装置 40 传输电力，并从受电装置 40 的电压输出节点 NB7 向负载 40 供给电力 (电压 VOUT)。

送电装置 10 (送电模块、一次模块) 可以包括一次线圈 L1、送电部 12、电压检测电路 14、显示部 16、送电控制装置 20。此外，送电装置 10 和送电控制装置 20 不限于图 2 的构成，省略该构成的一部分要素 (例如显示部、电压检测电路)，或者，增加其他构成元素，或者，改变连接关系等的各种变形例，也是可能的。

送电部 12 在电力传输时生产规定频率的交流电压，在数据传输时按照数据频率生成各异的交流电压，并供给给一次线圈。具体如图 3 (A) 所示，例如，将数据“1”发送给受电装置 40 的情况

时,生成频率  $f_1$  的交流电压,在发送数据“0”时,生成频率  $f_2$  的交流电压。该送电部 **12** 可以包括驱动一次线圈  $L_1$  的一端的**第一送电驱动器**、驱动一次线圈  $L_1$  的另一端的**第二送电驱动器**、和与一次线圈  $L_1$  构成共振电路的至少一个的**电容器 (condenser)**。

此外,送电部 **12** 所包括的**第一、第二送电驱动器**是由大功率 MOS 晶体管构成的**反相电路 (DC/AC 变换电路) (缓存电路)**,并由送电控制装置 **20** 的**驱动器控制电路 26** 来控制。

一次线圈  $L_1$  (送电侧线圈)与二次线圈  $L_2$  (受电侧线圈)电磁耦合,形成电力传输用**变压器 (Transformer)**。例如,需要电力传输时,如图 1(A)、图 2(A)所示,在充电器 **500** 的上方放置手机 **510**,一次线圈  $L_1$  的磁力线变成通过二次线圈的状态。另一方面,不需要电力传输时,物理分离充电器 **500** 和手机 **510**,一次线圈  $L_1$  的磁力线处于不通过二次线圈  $L_2$  的状态。

电压检测电路 **14** 是检测一次线圈  $L_1$  的感应电压的电路,例如包括电阻  $RA_1$ 、 $RA_2$ 、设置在  $RA_1$  和  $RA_2$  之间的连接节点  $NA_3$  和 GND (广义低电压侧电源)之间的**二极管 (Diode)  $DA_1$** 。

该电压检测电路 **14** 的功能是,一次线圈  $L_1$  的线圈端电压信号的半波形整流电路。而且,通过用电阻  $RA_1$ 、 $RA_2$  分压一次线圈  $L_1$  的线圈端电压所得到的信号 PHIN (感应电压信号、半波整流信号)输入给送电控制装置 **20** 的**波形整形电路 32**。即,电阻  $RA_1$ 、 $RA_2$  构成电压分割电路(电阻分割电路)、并从其电压分割节点  $NA_3$  输出有信号 PHIN。

显示部 **16**,将无触点电力传输系统的各种状态(电力传输中、ID 认证等),使用颜色或图像等表示,例如,由 LED 或 LCD 等实现。



送电控制装置 20 是对送电装置 10 进行各种控制的装置，由集成电路装置 (IC) 等来实现。该送电控制装置 20 可以包括控制电路 22 (送电侧)、振荡电路 24、驱动时钟生成电路 25、驱动器控制电路 26、波形整形电路 32、脉冲宽度检测电路 33。

控制电路 22 (控制部) 用于对送电装置 10 或送电控制装置 20 进行控制，例如由门阵列 (gate Array) 或微机等实现。具体来说，控制电路 22 进行电力传输、负载检测、频率变换、异物检测、或者装卸检测等、必要的各种时序控制和判定处理。

振荡电路 24 由如水晶振荡器电路构成，用于生成一次侧的时钟。驱动时钟生成电路 25 生成规定驱动频率的驱动时钟。而且，设备控制电路 26 基于该驱动时钟和来自控制电路 22 的频率设定信号等，生成所期望的频率的控制信号，输出给送电部 12 的第一、第二送电驱动器，从而控制第一、第二送电驱动器。

波形整形电路 32 对一次线圈 L1 的感应电压信号 PHIN (线圈端电压) 进行波形整形，输出波形整形信号。具体来说，信号 PHIN 超过预设的阈值电压时，输出处于激活状态 (例如 H 电平) 的方波形 (矩形) 的波形整形信号。

脉冲宽度检测电路 33 检测出一次线圈 L1 的感应电压信号 PHIN 的脉冲宽度信息 (线圈端电压处于规定设定电压以上的脉冲宽度期间)。具体来说，接受来自波形整形电路 32 的波形整形信号和来自驱动时钟生成电路 25 的驱动时钟，通过检测出波形整形信号的脉冲宽度信息，检测出感应电压信号 PHIN 的脉冲宽度信息。

控制电路 22 基于脉冲宽度检测电路 33 所检测出的脉冲宽度信息，控制送电控制装置 20。例如，基于脉冲宽度信息检测出二次侧 (受电装置 40 侧) 的负载变动，具体来说，数据 (负载) 检测、

异物（金属）检测、接触脱落检测等。即，作为感应电压信号的脉冲宽度信息的脉冲宽度期间随着二次侧的负载变动而变化。控制电路 22 基于该脉冲宽度期间（根据脉冲宽度期间的计量所获得的计数值）检测出二次侧的负载变动。基于此，如图 3（B）所示受电装置 40 的负载调制部 46 通过负载调制发送数据时，检测出该发送的数据成为可能。

受电装置 40（受电模块、二次模块）可以包括二次线圈 L2、受电部 42、负载调制部 46、供电控制部 48、受电控制装置 50。此外，受电装置 40 和受电控制装置 50 不限于图 2 的构成，也可能是省略其构成的一部分要素，或者，增加其他构成元素，或者变更接续关系的各种变形。

受电部 42 将二次线圈 L2 的交流感应电压变换成直流电压。该变换由受电部 42 所具有的整流电路 43 来完成。该整流电路 43 包括二极管（Diode）DB1 ~ DB4。二极管 DB1 设置在二次线圈 L2 的一端的节点 NB1 和直流电压 VDC 的生成节点 NB3 之间，DB2 设置在节点 NB3 和二次线圈的另一端的节点 NB2 之间，DB3 设置在节点 NB2 和 VSS 的节点 NB4 之间，DB4 设置在节点 NB4 和 NB1 之间。

受电部 42 的电阻 RB1、RB2 设置在节点 NB1 和 NB4 之间。而且，通过电阻 RB1、RB2 对节点 NB1、NB4 之间的电压进行电阻分压所获得的信号 CCMPI，输入给受电控制装置 50 的频率检测电路 60。

受电部 42 的电容器（condenser）CB1 以及电阻 RB4、RB5，设置在直流电压 VDC 的节点 NB3 和 VSS 的节点 NB4 之间。而且，通过电阻 RB4、RB5 对节点 NB3、NB4 之间的电压进行分压所获得的信号 ADIN，输入给受电控制装置 50 的位置检测电路 56。

负载调制部 46 进行负载调制处理。具体来说，从受电装置 40 向送电装置 10 发送规定数据时，与发送数据相对应，让负载调制部 46（二次侧）的负载发生相应的变化，如图 3（B）所示，让一次线圈 L1 的感应电压的信号波形发生变化。为此，负载调制部 46 包括节点 NB3、NB4 之间串联设置的电阻 RB3、晶体管 TB3（N 型的 CMOS 晶体管）。该晶体管 TB3 的 ON/OFF 控制由来自受电控制装置 50 的控制电路 52 的信号 P3Q 负责。而且，ON/OFF 控制晶体管 TB3 进行负载调制时，供电控制部 48 的晶体管 TB1、TB2 处于 OFF 状态，负载 90 处于未电气接续进受电装置 40 的状态。

例如如图 3（B）所示，为了发送数据“0”，让二次侧处于低负载（阻抗大）时，信号 P3Q 变成 L 电平，晶体管 TB3 变成 OFF。此时，负载调制部 46 的负载基本变成无限大（无负载）。另一方面，为了发送数据“1”让二次侧处于高负载（阻抗小）时，信号 P3Q 变成 H 电平，晶体管 TB3 变成 ON。此时，负载调制部 46 的负载变成电阻 RB3。

供电控制部 48 控制向负载 90 的电力的供给。稳压器（调节器）49，调整由整流电路 43 所获得的直流电压 VDC 的电压电平，生成电源电压 VD5（例如 5V）。受电控制装置 50 例如基于高电源电压 VD5 进行工作。

晶体管 TB2（P 型 CMOS 晶体管）由来自受电控制装置 50 的控制电路 52 的信号 P1Q 控制。具体来说，晶体管 TB2 在 ID 认证完成之后进行通常的电力传输时处于 ON 状态，在负载调制的情况等时处于 OFF。

晶体管 TB1（P 型 CMOS 晶体管），由来自输出保证电路 54 的信号 P4Q 来控制。具体来说，在 ID 认证完成之后进行通常的电力传输时处于 ON（导通），另一方面，在检测出 AC 适配器的接续，

或者电源电压 VD5 低于受电控制装置 50（控制电路 52）的工作电压下限时，处于 OFF（截止）。

受电控制装置 50 进行受电装置 40 的各种控制。由集成电路装置（IC）等实现。该受电控制装置 50 可以由二次线圈 L2 的感应电压生成的电源电压 VD5 来工作。此外，受电控制装置 50 可以包括控制电路 52（受电侧）、输出保证电路 54、位置检测电路 56、振荡电路 58、频率检测电路 60、充满电检测电路 62。

控制电路 52（控制部）进行受电装置 40 和受电控制装置 50 的控制，可以由门阵列或微机来实现。具体来说，控制电路 52 进行 ID 认证、位置检测、频率检测、负载调制、或者充满电检测等所必须的各种时序控制和判定处理。

输出保证电路 54 是保证低电压时（0V 时）的受电装置 40 的输出的电路。防止从电压输出节点 NB7 向受电装置 40 侧的逆向充电。

位置检测电路 56，监视相当于二次线圈的感应电压波形的信号 ADIN 的波形，对一次线圈和二次线圈的位置关系是否正确进行判断。具体来说，针对信号 ADIN，使用比较器进行 2 值变换，或者使用 A/D 变换进行级别判定，从而对位置关系正确与否进行判断。

振荡电路 58 由例如 CR 振荡电路构成，生成二次侧的时钟。频率检测电路 60 检测信号 CCMPI 的频率（f1、f2），如图 3（A）所示，对来自送电装置 10 的发送数据是“1”还是“0”，进行判断。

充满电检测电路 62（充电检测电路），对负载 90 的电池 94（二次电池）是否处于充满电状态（充电状态）进行检测。

负载 90 包括对电池 94 的充电等进行控制的充电控制装置 92。该充电控制装置 92（充电控制 IC）由集成电路装置等实现。此外，象智能电池一样，也可以让电池 94 本身带有充电控制装置的功能。

接下来，针对送电侧和受电侧的动作概要，使用图 4 的流程图进行说明。

送电侧一旦接通电源之后（步骤 S1），进行以位置检测为目的临时电力传输（步骤 S2）。基于该电力传输，受电侧的电源电压启动起来，并解除受电控制装置 50 的复位（步骤 S11）。于是，受电侧将信号 P1Q 设定为 H 电平，信号 P4Q 设定为高阻抗状态（步骤 S12）。基于此，晶体管 TB2、TB1 全部处于 OFF，与负载 90 之间的电气连接处于阻断状态。

接下来，受电侧使用位置检测电路 56，对一次线圈和二次线圈的位置关系是否正确进行判断（步骤 S13）。然后，在位置关系正确的情况下，受电侧开始 ID 的认证处理，向送电侧发送认证帧（步骤 S14）。具体来说，基于在图 3（B）所说明的负载调制发送认证帧的数据。

送电侧一旦收到认证帧，对 ID 是否一致等进行判断（步骤 S3）。然后，在 ID 认证通过的情况下，向受电侧发送许诺帧（步骤 S4）。具体来说，基于图 3（A）所说明的频率变换发送数据。

受电侧收到许诺帧，并且其内容为 OK 的情况下，向送电侧发送开始无触点电力传输的开始帧（步骤 S15、S16）。另一方面，送电侧收到开始帧，在其内容为 OK 的情况下，开始通常的电力传输（步骤 S5、S6）。然后，受电侧将信号 P1Q、P4Q 设定成 L 电平（步骤 S17）。基于此，因为晶体管 TB2、TB1 全部处于 ON，所以可以

向负载 **90** 进行电力传输,开始向负载的电力供给(VOUT 输出)(步骤 S18)。

### 3. 脉冲宽度检测

图 5 描述了本实施例的送电控制装置 **20** 的具体构成例。当然,本实施例的送电控制装置 **20** 不限于图 5 的构成,也可以省略其构成的一部分要素(例如锁存电路(Latch Circuit)、电压检测电路、波形整形电路),或者增加其他的构成成分。

在图 5 中,一次线圈 L1 的电感和构成共振电路的电容器容量值漂移,或者电源电压等的变动,会导致感应电压信号 PHIN 的峰值电压(振幅)也变动。从而,只使用信号 PHIN 的峰值电压检测方法,有可能会无法实现负载变动的正确检测。因此,在图 5 中,通过进行 PHIN 的脉冲宽度信息的检测,去检测负载变动。

波形整形电路 **32** 对一次线圈 L1 的感应电压信号 PHIN(线圈端电压)进行波形整形,输出波形整形信号 WFQ。具体来说,例如在信号 PHIN 超过规定的阈值电压时,输出激活状态(例如 H 电平)的方波形(矩形波)的波形整形信号 WFQ。

驱动时钟生成电路 **25** 生成用于规定一次线圈 L1 的驱动频率的驱动时钟 DRCK。具体来说,对由振荡电路 **24** 所生成的基准时钟 CLK 进行分频,生成驱动时钟 DRCK。该驱动时钟 DRCK 的驱动频率的交流电被供给给了一次线圈 L1 中。

驱动器控制电路 **26** 基于驱动时钟 DRCK 生成驱动器控制信号,输出给驱动一次线圈 L1 的送电部 **12** 的送电驱动器(第一、第二送电驱动器)。此时,为了不在构成送电驱动器的反相电路(DC/AC 变换电路)中有贯通电流流过,输入给反相电路(DC/AC 变换电路)的 P 型晶体管的栅极的信号和 N 型晶体管的栅极的信号,相互之间

需要是非重叠的信号。此时，驱动器控制电路 26 生成该驱动器控制信号。

脉冲宽度检测电路 33 检测一次线圈 L1 的感应电压信号 PHIN 的脉冲宽度信息。具体来说，接受来自波形整形电路 32 的波形整形信号 WFQ 和来自驱动时钟生成电路 25 的驱动时钟 DRCK（驱动器控制信号），通过检测出波形整形信号 WFQ 的脉冲宽度信息，检测出感应电压信号 PHIN 的脉冲宽度信息。

更进一步，脉冲宽度检测电路 33，从驱动时钟 DRCK（驱动器控制信号）由非激活的电压电平（例如 L 电平）变化到激活的电压电平（例如 H 电平）的第一点开始（例如上升沿，驱动开始点），到波形整形信号 WFQ 由激活的电压电平（例如 H 电平）变化到非激活的电压电平（例如 L 电平）的第二点为止（例如下降沿，驱动结束点），通过计量作为该期间的脉冲宽度期间，检测脉冲宽度信息。例如，检测由驱动时钟 DRCK 的电压变化导致的电压信号超过规定阈值的脉冲宽度期间。而且，检测驱动时钟 DRCK 的脉冲宽度所对应的波形整形信号 WFQ（感应电压信号）的脉冲宽度的大小。此时的脉冲宽度期间的检测使用如基准时钟 CLK 进行。而且，脉冲宽度检测电路 33 的检测结果数据 PWQ 由，由锁存电路 34 进行锁存。具体来说，脉冲宽度检测电路 33 基于基准时钟 CLK，使用进行计数值的加一操作的计数器，计量脉冲宽度的期间长度，并将其计量结果的数据 PWQ 由锁存电路 34 进行锁存。

控制电路 22 基于脉冲宽度检测电路 33 检测出的脉冲宽度信息，检测二次侧（受电装置 40 侧）的负载变动（负载的高低）。具体来说，控制电路 22 基于脉冲宽度检测电路 33 检测出来的脉冲宽度信息，检测受电装置 40 通过负载调制送出的数据。或者，进行异物检测和装卸等的过负载状态的检测。

图 6 (A)、图 6 (B) 描述了一次线圈 L1 的线圈端电压波形的测定结果。图 6 (A)、图 6 (B) 分别是受电侧的负载电流为 150mA、300mA 时的电压波形。负载电流越大 (负载越高), 线圈端电压在给定的设定电压 VR 及其以上的脉冲宽度期间 TPW 越短。从而, 通过检测该脉冲宽度期间 TPW, 可以判断受电装置 40 的负载调制部 46 的负载的高低, 可以判断来自受电侧的数据是“0”还是“1”。例如如图 3 (B) 所示, 规定低负载为“0”, 高负载为“1”。此时, 脉冲宽度期间 TPW 较给定的基准脉冲宽度期间长则为低负载, 因此可以判定为“0”, 如果短, 因为是高负载, 可以判断为“1”。

图 7 描述了驱动时钟 DRCK (驱动器控制信号) 和线圈端电压波形的关系。驱动时钟 DRCK 在时刻 t21 是 H 电平 (激活), 在时刻 t22 是 L 电平 (非激活)。另一方面, 线圈端电压在驱动时钟 DRCK 变成 L 电平的时刻 t21, 急剧上升, 此后, 下降。而且, 如图 7 所示, 受电侧的负载越低, 线圈端的电压的下降越舒缓。因此, 受电侧的负载越低, 线圈端电压 (感应电压信号) 处于规定的设定电压及其以上的脉冲宽度期间越长。从而, 通过检测该脉冲宽度期间, 可以判断受电侧的负载是低负载、中负载、高负载、过载中的哪一种。

此外, 作为检测脉冲宽度期间的设定电压 VR (例如 0V 及其以上的电压。N 型晶体管的阈值电压及其以上的电压), 可以以负载变动的检测精度为原则, 适当选择设定该电压。

图 8 (A) 描述了无负载时的一次侧的等价电路。图 8 (B) 描述了有负载时的等价电路。在如图 8 (A) 所示的无负载时, 由电容器 C 和一次侧的漏电感 L12 以及耦合电感 M 形成串联共振电路。从而如图 8 (C) 的 B1 所示, 无负载时的共振特性是 Q 值高的急剧 (sharp) 特性。另一方面, 有负载时, 二次侧的漏电感 L12 以及二次侧负载的电阻 RL 相加。从而如图 8 (B) 所示, 有负载时的共振



频率  $f_{r2}$ 、 $f_{r3}$  与无负载时的共振频率  $f_{r1}$  相比变大。此外，由于电阻  $R_L$  的影响，有负载时的共振特性是  $Q$  值低的缓和的特性。进一步，从低负载 ( $R_L$  大) 变到高负载 ( $R_L$  小) 时，共振频率变高，共振频率接近于线圈的驱动频率 ( $DRCK$  的频率)。

这样一旦共振频率接近驱动频率，如图 6 (A)、6 (B) 所示，可以渐渐看到共振波形的正弦波的部分。即，在图 6 (A) 所示的低负载时的电压波形，作为驱动波形的方形波比作为共振波形的正弦波更具有支配性。与此相对，图 6 (B) 所示的高负载时的电压波形中，作为共振波形的正弦波比作为驱动波形的方形波更具有支配性。其结果，线圈端电压在设定电压  $V_R$  及其以上的脉冲宽度期间  $TPW$ ，越是高负载越短。从而，通过检测该脉冲宽度期间  $TPW$ ，可以用简单的结构判断受电侧的负载变动 (高低)。

例如，可以考虑根据负载的相位特性来判断受电侧的负载变动。这里所谓的负载的相位特性，是指电压、电流的相位差。使用该方法，电路构成会很复杂，会导致成本提高。

与此相对，本实施例的脉冲宽度检测方法，利用电压波形，可以使用简单波形整形电路和计数电路来进行数字化的处理，所以有电路构成简单化的优点。此外，使用电压波形，与检测负载变动的振幅检测方法的组合实现也变得容易起来。

图 9 描述了本实施例的送电控制装置 **20** 的具体构成例。在图 9 中，波形整形电路 **32** 包括，串联在  $VDD$  (高电位侧电源) 和  $GND$  之间的电阻  $RC1$  以及  $N$  性晶体管  $TC1$ ，和反相电路 (DC/AC 变换电路)  $INVC$ 。在晶体管  $TC1$  的栅极上输入有来自电压检测电路 **14** 的信号  $PHIN$ 。而且，信号  $PHIN$  一旦高于晶体管  $TC1$  的阈值电压，则  $TC1$  变成  $ON$ ，节点  $NC1$  的电压变成  $L$  电平，因此波形整形信

号 WFQ 变成 H 电平。另一方面，一旦信号 PHIN 低于阈值电压，则波形整形信号 WFQ 变成 L 电平。

脉冲宽度检测电路 33 包括计数器 122。该计数器 122 在脉冲宽度期间进行计数值的加一（或减一）操作，基于所获得的计数值计算脉冲宽度期间的长度。此时，计数器 122 基于例如基准时钟 CLK，进行计数值的计数处理。

更进一步来说，脉冲宽度检测电路 33 包括使能信号生成电路 120，该使能信号生成电路 120 接收波形整形信号 WFQ 和驱动时钟 DRCK，在脉冲宽度期间生成激活状态的使能信号 ENQ。而且，在使能信号 ENQ 为激活（例如 H 电平）的情况下，计数器 122 进行计数值的加一（或者减一）操作。

该使能信号生成电路 120 在其时钟端子输入有驱动时钟 DRCK，在其数据端子输入有 VDD（广义上是高电位侧电源），在波形整形信号 WFQ 处于非激活（L 电平）时，其由电路触发器 FFC1 构成。基于该触发器电路 FFC1，在波形整形信号 WFQ 处于激活状态（H 电平）之后，驱动时钟 DRCK 一旦变成激活（H 电平），作为其输出信号的使能信号 ENQ 变成激活（H 电平）。此后，一旦波形整形信号 WFQ 一般变成非激活（L 电平），则触发器（Flip Flop，双稳态多谐振荡器）电路 FFC1 被复位，其输出信号的使能信号 ENQ 变成非激活（L 电平）。从而，计数器 122 通过使用基准时钟 CLK 计算使能信号 ENQ 处于激活期间的长度，来计算脉冲宽度期间。

此外，使能信号生成电路 120 在其时钟端子输入有驱动时钟 DRCK，在其数据端子连接有 GND（低电位电源），从而在波形整形信号 WFQ 处于非激活状态时，可以使用触发器电路构成使能信号生成电路 120，作为使能信号 ENQ 可以输入计数器 122。

计数值保持电路 124 保持来自计数器 122 的计数值 CNT(脉冲宽度信息)。而且,该保持的计数值的数据 LTQ2 被输出给输出电路 126。

输出电路 126 (滤波电路、除噪电路)接受由计数值保持电路 124 所保持计数值的数据 LTQ2,输出数据 PWQ。该输出电路 126 可以包括比较电路 130,通过比较计数值保持电路 134 本次所保持(保存)的计数值和上次所保持的计数值,输出较大一次的计数值。基于此,可以从输出电路 126 保持并输出最大值的计数值。因此,抑制噪音等导致的脉冲宽度期间的变动就成为了可能,也可以实现稳定的脉冲宽度的检测。此外,与振幅检测方法的组合实现也变得容易了。

图 10 描述了说明图 9 的电路的动作的信号波形例。在时刻 t31 一旦波形整形信号 WFQ 变成 H 电平,触发器电路 FFC1 的复位被解除。然后,在时刻 t32,一旦驱动时钟 DRCK 变成 H 电平,在其上升沿,VDD 的电压被摄取给触发器电路 FFC1,基于此,使能信号 ENQ 由 L 电平变成 H 电平。其结果,计数器 122 开始计数处理,并使用基准时钟 CLK 计算脉冲宽度度期间 TPW。

接下来,在时刻(定时, Timing) t33,一旦波形整形信号 WFQ 变成 L 电平,触发器电路 FFC1 被复位,使能信号 ENQ 从 H 电平变成 L 电平。基于此,计数器 122 的计数处理就结束了。然后,基于该计数处理所获得的计数值,就变成了表示脉冲宽度度期间 TPW 的计算结果。

同样在图 10 中,在时刻 t34 波形整形信号 WFQ 变成 H 电平,在时刻 t35 使能信号 ENQ 变成 H 电平,从而开始计数处理。然后,通过在时刻 t36 波形整形信号 WFQ 以及使能信号 ENQ 变成 L 电平,

从而结束计数处理。然后，通过该计数处理所获得的计数值就变成了表示脉冲宽度期间 TPW 的计算结果。

而且，如图 10 所示，在受电侧是低负载时，因为脉冲宽度期间 TPW 变长，因此计数值变大。另一方面，受电侧为高负载时，因为脉冲宽度期间 TPW 变短，计数值就变小。从而，控制电路 22 可以基于该计数值的大小能够判断受电侧的负载的高低。

此外，波形整形电路 32 的构成不限于图 9 所示的构成。例如图 11 (A) 所示，在其非反转输入端子（第一端子）上输入有信号 PHIN，在其反转输入端子（第二端子）上输入有设定电压 VR，由这样结构的比较器 CPC1 来构成波形整形电路 32 也是可以的。如果使用这样的比较器 CPC1，可以任意调整设定电压 VR，因此可以提高负载变动的检测精度。

此外，使能信号生成电路 120 的构成也不限于图 9 的构成。例如，如图 11 (B) 所示，在其第一输入端子输入有驱动时钟 DRCK，在其第二输入端子输入有波形整形信号 WFQ，由这样的 AND 电路 ANC1 来构成使能信号生成电路 120 也是可以的。

但是，作为波形整形电路 32 采用图 11 (A) 的构成时，我们期望，使能信号生成电路 120 是图 9 的构成。例如，图 12 描述波形整形电路 32 为图 11 (A) 的构成情况下的信号波形图。一旦采用使用了比较器 CPC1 的波形整形电路 32，如图 12 所示，与驱动时钟 DRCK 的上升沿（时刻 t32、t35）相对，波形整形信号 WFQ 的上升沿有时会有延迟。例如，一旦输入到比较器 CPC1 的设定电压 VR 变高，则该延迟变大。而且，在波形整形信号 WFQ 的上升沿延迟的情况时，一旦使用图 11 (B) 所示的 AND 电路 ANC1，构成使能信号生成电路 120，则使能信号 ENQ 的脉冲宽度 TPW 比实际的变短。其结果就是导致计数处理获得的计数值不正确。

在这点上，作为使能信号生成电路 120 如果图 9 的构成，即使是波形整形信号 WFQ 的上升沿延迟的情况时，使能信号 ENQ 在时刻 t32、t35 变成上升状态，所以，脉冲宽度期间 TPW 不变短，从而可以获得正确的计数值。

此外，输出电路 126 的构成也不限于图 9 的构成。例如图 13 所示，输出电路 126 也可以由平均化电路 132 来构成，其计算计数保持电路 124 所保持的多个计数值（例如，本次的计数值和上次的计数值）的平均值（移动平均）。如果使用这样的平均化电路 132，即使是在计数值里有噪音重叠的情况时，也可以除去这些，实现稳定的脉冲宽度检测。此外，也容易实现与振幅检测方法的组合。

#### 4. 变形例

图 14 描述了本实施例的变形例。在该变形例中，加上感应电压信号的脉冲宽度检测，也可以进行振幅检测。图 14 与图 5 的不同点在于：追加了振幅检测电路 28、A/D 变换电路 29、锁存电路 30 等。而且，变形例的构成不限于图 14，也可以省略例如 A/D 变换电路 29 或锁存电路 30、34 等的构成元素，作为 A/D 变换电路 29 的替代，也可以设置用于比较峰值电压和阈值电压的多个比较器。

振幅检测电路 28 检测出相当于一次线圈的一端的感应电压的感应电压信号 PHIN 的振幅信息（峰值电压、振幅电压、实效电压），并检测出受电侧的负载变动。基于此，可以实现异物检测、装卸检测（接触脱离检测）、数据检测等。而且，受电侧的负载是变高还是变低，使用峰值电压可以进行判断，也可以使用峰值电压以外的物理量（振幅电压、实效电压）进行判断。

A/D 变换电路 29, 从振幅检测电路 28 中的检测电压 (峰值电压) 超过假定规定电压 (假定阈值电压) 的时刻开始, 到经过规定的期间的变换时刻为止, 进行检测电压的 A/D 变换, 求出基准阈值电压的数字数据。然后, 控制电路 22 用基准阈值电压的数字数据, 进行异物检测、装卸检测以及数据检测中的至少一个。

具体来说, 控制电路 22 从检测电路超过假定规定电压 (SIGH0) 时刻开始, 开始使用计数器 102 的计数处理, A/D 变换电路 29 在基于该计数器 102 的计数值设定的变换时刻, 进行 A/D 变换。更进一步, 振幅检测电路 28 通过将一次线圈 L1 的感应电压信号 (半波整流信号) 的峰值电压保持到保持节点, 检测出作为振幅信息的峰值电压。然后, 控制电路 22 从峰值电压超过假定规定电压的时刻开始, 在经过了第一期期间的复位时刻 (复位期间), 进行向低电位侧电源释放保持节点中的电荷的复位控制。A/D 变换电路 29 从复位时刻开始在经过了第二期期间的变换时刻, 进行峰值电压的 A/D 变换, 求出基准阈值电压 (SIGHV) 的数字数据。

例如, 振幅检测电路 28 检测出信号 PHIN 的振幅信息时, 一次线圈 L1 的电感和构成共振电路电容器的容量值漂移, 或者电源电压等变动时, 则振幅检测电路 28 的检测电压 (峰值电压、振幅电压、实效电压) 也变动。从而, 一旦用于判断异物检测、装卸检测、数据检测的基准阈值电压是固定值 (判定电压), 则有可能无法实现正确的检测。

因此, 在图 14 中采用了如下方法, 设置 A/D 变换电路 29, 从假定的规定电压 (基准电压) 开始在经过了给定的期间的时刻, 进行 A/D 变换, 再自动修正用于检测判断的基准阈值电压。

具体来说, 设定了图 15 所示的假定规定电压 SIGH0。该假定规定电压 SIGH0 是图 2 的受电装置 40 的负载调制部 46 的负载为无

负载 (TB3 为 OFF) 时的峰值电压 (广义检测电压) 和有负载 (TB3 为 ON) 时的峰值电压之间的电压, 例如  $SIGH0 = 2.5v$ 。此外, 假定规定电压  $SIGH0$  可以由寄存器可变设定。

A/D 变换电路 29, 从感应电压信号 PHIN 的峰值电压 (信号 PHQ) 超过假定规定电压  $SIGH0$  的时刻  $t1$  开始, 到经过了规定期间 TP 的变换时刻  $t2$ , 进行峰值电压的 A/D 变换。然后, 求出基准阈值  $SIGHV$  的数字数据 ADQ, 并输出。锁存电路 30 锁存该数据 ADQ。控制电路 22 使用所锁存的数据 AD, 进行异物检测、装卸检测、数据检测。即, 检测出放置在充电器的一次线圈之上的异物 (二次线圈以外的金属), 检测放置在充电器上的手机等电子设备的安装或拆卸, 或者检测出受电装置 40 经过负载调制而发送的数据是 “0” 还是 “1”。

例如, 在图 15 的时刻  $t0$  受电侧的负载调制部 46 的晶体管 TB3 变成 ON, 从无负载 (负载非连接) 变化到有负载 (负载连接), 则感应电压信号 PHIN 的峰值电压上升。在图 15 中, 设定了用于检测这样的峰值电压的上升的假定规定电压  $SIGH0$  (假定阈值电压)。该假定规定电压  $SIGH0$ , 在受电侧为无负载时, 是未超过的电压, 峰值电压超过  $SIGH0$  时, 可以判定受电侧确实连接着负载。因此, 从该时刻  $t1$  开始到经过充分的期间 TP, 峰值电压的电平稳定下来之后的时刻  $t2$ , 进行 A/D 变换, 求出基准阈值电压  $SIGHV$ 。具体来说, 控制电路 22, 从超过假定规定电压  $SIGH0$  的时刻  $t1$  开始, 使用计数器 102 开始计数处理 (计数值的加一或减一)。然后, 在基于计数器 102 的计数值所设定的变换时刻  $t2$ , 进行 A/D 变换, 控制 A/D 变换电路 29, 求出基准阈值电压  $SIGHV$ 。

然后, 控制电路 22 基于该基准阈值电压  $SIGHV$ , 进行异物检测、装卸检测或者数据检测。具体来说, 针对基准阈值电压  $SIGHV$  进行异物检测、装卸检测、数据检测需要的参数电压的加法或减法,

从而获得异物检测、装卸检测、数据检测需要的阈值电压。然后，基于这些阈值电压，进行异物检测、装卸检测、数据检测中的至少一个。

图 16 描述了用于求出数据检测用、过负载检测用、异物检测用、装卸检测用的阈值电压 VSIGH、VOVER、VMETAL、VLEAVE 的阈值表 100 的例子。控制电路 22 使用该阈值表 100，求出 VSIGH、VOVER、VMETAL、VLEAVE。例如，数据检测用的阈值电压 VSIGH，针对基准阈值电压 SIGHV，通过与数据检测用的参数电压 PV1 的减法而求出来的。同样，VOVER 是对 SIGHV 通过与过负载检测用的参数电压 PV2 的加法运算来求出，VMETAL 是对 SIGHV 通过与异物检测用的参数电压 PV3 的加法运算来求出，VLEAVE 是对 SIGHV 通过与装卸检测用的参数电压 PV4 的减法运算来求出的。

此外，在本发明实施例中，首先进行过负载检测，过负载检测出来之后，进行电压检测电路 14 的电压分割节点的开关控制，进行异物检测、装卸检测。此时，参数电压 PV1、PV2、PV3、PV4 设定为例如 0.3v、0.8v、0.8v、0.1v。例如，在 SIGHV=3.0v 时， $VSIGH=3.0-0.3=2.7v$ ，数据检测用的阈值电压 VSIGH 是基准阈值电压 SIGHV (3.0v) 和假定规定电压 SIGH0 (2.5v) 之间的电压。

通过以上的振幅检测方法，线圈的电感或电容器容量值或电源电压变动时，与该变动相应的，基准阈值低于 SIGHV 也变化，通过 SIGHV 求出的异物检测用、装卸用、数据检测用的阈值电压 VMETAL、VLEAVE、VSIGH 也变化。即，与随元件漂移等变化的基准阈值电压 SIGHV 相对应，阈值电压 VMETAL、VLEAVE、VSIGH 也自动修正。因此，可以自动吸收元件的漂移，实现稳定的检测动作。而且，基准阈值电压 SIGHV 的 A/D 变换，从使用 SIGH0 确实检测出受电侧的负载从无负载到有负载的时刻 t1 开始，到经过



充分的期间 TP 的时刻  $t_2$ ，一直被执行。从而，可以防止检测出错误的基准阈值电压 SIGHV，可以实现无误检测的稳定的检测动作。

此外，二次线圈 L2 接近一次线圈 L1 的过程，或者放置异物的时候，峰值电压有时会超过假定规定 SIGH0。但是，此时，这之后的负载调制的时序与预先规定的时序不一致，因此 ID 认证会错误并再启动，因此，不会发生问题。

此外，图 15 描述了振幅检测电路 28 的检测电压是峰值电压的例子，但是振幅信息不限于峰值电压，也可以是表示感应电压信号的振幅的大小的物理量。例如，可以是表示感应电压信号的电力的实效电力，也可以是感应电压信号的振幅电压本身。

图 17 描述了振幅检测电路 28、A/D 变换电路 29 的详细构成。在图 17 中，振幅检测电路 28 包括运算放大器 OPA1、OPA2、和保持电容器 CA1 和复位用 N 型晶体管 TA1。运算放大器 OPA1 在其非反转输入端子输入有信号 PHIN，在其反转动作连接有运算放大器 OPA2 的输出节点 NA5。保持电容器 CA1 和复位用 N 型晶体管 TA1 设置在运算放大器之间。运算放大器 OPA2 在其非反转输入端子

由图 17 的运算放大器 OPA1、OPA2、保持电容器 CA1、复位用晶体管 TA1 构成了峰值保持电路（检测电路）。即，来自电压检测电路 14 的检测信号 PHIN 的峰值电压，被保持在节点 NA4，该保持的峰值电压信号，由电压跟随连接的运算放大器 OPA2 被阻抗变换，并被输出给节点 NA5。

复位用晶体管 TA1 在复位期间处于 ON，将保持节点 NA4de 电荷向 GND 侧放电。即，运算放大器 OPA1 只是在保持电容器 CA1 出蓄积电荷，变成了不能向 GND 侧放电类型的运算放大器。因此，可以追踪信号 PHIN 的峰值电压的上升，但是不能追踪峰值电压的

下降。而且，设置在运算放大器 OPA1 的输出部的电荷蓄积用的 P 型的晶体管存在漏电流，因此，即使是在该 P 型晶体管处于 OFF 的时候，只要经过长时间，保持节点 NA4 的电压就会上升。因此，有必要定期复位保持节点 NA4 的电压。由于以上的理由，在图 17 里，在保持节点 NA4 设置了复位用的晶体管 TA1。

例如，在本实施例中，受电侧从送电侧检测出（选取）时钟，并与该时钟同步进行负载调制。从而，受电侧的负载调制与送电侧的时钟同步进行，因此，送电侧可以任意检测到受电侧的负载调制的时刻。因此，控制电路 22 测定出受电侧的负载调制的负载切换时刻，在包括测定切换时刻的复位期间，进行向 GND 侧释放保持节点 NA4 的电荷的复位控制。基于此，在采用不能追踪峰值电压下降类型的 OPA1 时，也可以实现正确的峰值保持动作。此外，在等待峰值电压超过假定规定电压 SIGH0 的待机模式时，通过定期复位保持节点 NA4 的电压，可以防止运算放大器 OPA1 的 P 型晶体管的漏电流所造成的保持电压的上升。

图 18 是用于振幅检测电路 28 的动作的信号波形例。如图 18 所示，信号 PHIN 变成了由半波整流电路的电压检测电路 14 所半波整流生成的信号。运算放大器 OPA1 的输出信号 OPQ，在信号 PHIN 的脉冲发生期间，其电压上升；在脉冲非发生期间，其电压保持在保持电容器 CA1 中，并被维持。然后，运算放大器 OPA2 的输出信号 PHQ 平滑地追踪信号 PHIN 的峰值。

A/D 变换电路 29 包括采样保持电路 110、比较器 CPA1、逐次比较寄存器 112、D/A 变换电路 114。采样保持电路 110 采样并保持信号 PHQ。比较器 CPA1 比较来自 D/A 变换电路 114 的 D/A 变换后的模拟信号 DAQ 和来自采样保持电路 110 的采样保持信号 SHQ。逐次比较寄存器 112（逐次比较控制电路）存储来自比较器 CPA1

的输出信号 CQ1 的数据。D/A 变换电路 114 D/A 变换来自逐次比较寄存器 112 的例如 8 位的数字数据 SAQ，输出模拟信号 DAQ。

在该逐次比较型的 A/D 变换电路 29 中，比较器 CPA1 比较只把 MSB（最高位）设为 1 的 D/A 变换后的信号 DAQ 和输入信号 SHQ（PHQ）。而且，信号 SHQ 的电压如果较大就设置 MSB 为“1”，如果较小就设置 MSB 为“0”。而且，A/D 变换电路 29，针对以下的各位也进行同样的逐次比较处理。而且，将最终获得的数字数据 ADQ 输出给锁存电路 30。此外，A/D 变换电路 29 不限于图 17 的构成，也可以是各异电路构成的逐次比较型 A/D 变换电路，也可以是追踪比较型、并列比较型、二重积分型等的 A/D 变换电路。

图 19 是用于说明图 17 的电路的动作用的信号波形例。在时刻 t11，一旦复位信号 RST 变成 L 电平，复位被解除，则峰值电压的信号 PHQ 稍微上升。在此后的时刻 t12，一旦受电侧（二次侧）从无负载变化为有负载，峰值电压更加上升，在时刻 t13 一旦超过假定规定电压 SIGH0，就开始计数器 102 的计数动作。然后，在经过了期间 TP1（例如 104CLK）的复位时刻 t14，信号 RST 变成 H 电平，晶体管 TA1 处于 ON，向 GND 侧释放保持节点 NA4 的电荷。这样一来，峰值电压开始下降。然后，经过复位期间 TP2（例如 32CLK），一旦到达时刻 t15，因为受电侧是有负载，因此峰值电压再度上升。此后，在经过期间 TP3（例如 32CLK）的变换时刻 t16，基于 A/D 变换电路 29 开始 A/D 变换，求出基准阈值电压 SIGHV 的数字数据。然后，在经过了期间 TP4（例如 64CLK）的时刻 t17，锁存信号 LAT1 变成 H 电平，锁存电路 30 锁存基准阈值电压 SIGHV 的数字数据。

如此在图 19 中，从峰值电压（PHQ）超过假定规定电压 SIGH0 的时刻开始到经过第一期间 TP1 的复位时刻 t14，进行向低电位侧电源释放保持节点 NA4 的电荷的复位控制。然后，从复位时刻 t14

开始到经过了第二期间 (TP2+TP3) 的变换时刻  $t_{16}$ , 进行峰值电压的 A/D 变换, 求出基准阈值电压 SIGHV 的数字数据。

即, 超过假定电压 SIGH0 之后, 在期间 TP1 经过之后, 设置复位期间 TP2, 并暂时复位保持节点 NA4 的电压。然后, 在期间 TP3 的期间等待振幅检测电路 28 的输出稳定下来, 之后, 启动 A/D 变换电路 29, 开始 A/D 变换。这样一来, 复位保持节点 NA4 的电压使峰值电压稳定下来之后再继续进行 A/D 变换, 因此, 可以提高基准阈值电压 SIGHV 的检测精度。

### 5. 脉冲宽度检测和振幅检测的联合使用

如图 14 的构成, 通过联合使用脉冲宽度检测和振幅检测, 可以提高负载变动的检测精度。

具体来说, 控制电路 22 基于用脉冲宽度检测电路 33 检测出来的脉冲宽度信息, 检测出受电装置 40 使用负载调制发送出来的数据。另一方面, 基于振幅检测电路 28 所检测出来的振幅信息, 进行异物检测以及装卸的至少一个。

更进一步, 控制电路 22 基于由脉冲宽度检测电路 33 所检测出来的、由锁存电路 34 所锁存的脉冲宽度期间数据 PWQ (脉冲宽度数据), 进行数据检测。另一方面, 使用由振幅检测电路 28、A/D 变换电路 29 所求出的、锁存电路 30 所锁存的基准阈值数字数据, 进行异物检测以及装卸的至少一个。例如求出图 16 所说明的异物检测用、装卸检测用的阈值电压, 进而进行异物检测和装卸检测。

例如, 再图 19 的时刻  $t_{17}$ , 振幅检测用的第一锁存电路 30 将 A/D 变换电路 29 的数据 ADQ (例如基准阈值电压数据) 用锁存信号 LAT1 进行锁存。然后, 脉冲检测用的第二锁存电路 34, 用锁存信号 LAT2, 锁存来自脉冲宽度检测电路 33 的数据 PWQ。此时,

第二锁存电路 34，在与第一锁存电路 30 的锁存时刻同步的时刻，锁存来自脉冲宽度检测电路 33 的数据。具体来说，第一、第二锁存电路 30、34 基于相同时刻的锁存信号 LTA1、LTA2 锁存数据。

这样一来，以相同时刻锁存由脉冲宽度检测电路所获得的数据和由振幅检测所获得的数据，并可以输入给控制电路 22。基于此，可以保持脉冲宽度检测和振幅检测之间的电路的兼容性，可以简化控制电路 22 的时序处理和判断处理。

例如在图 9 中，基于输出电路 126 的比较电路 130，与振幅检测电路 28 中的峰值电压的保持相同，也将来自脉冲宽度检测电路 33 的输出数据 PWQ 一直保持在最大值。从而，可以保持振幅检测电路 28、A/D 变换电路 29 之间的电路兼容性，可以实现系统构成和时序的简化。

图 20 (A) 描述了脉冲宽度的变化特性，图 20 (B) 描述了振幅的变化特性。在图 20 (A)，横轴是受电侧的负载电流量，纵轴是计数器 122 的计数值（脉冲宽度期间）。另一方面，在图 20 (B)，横轴是受电侧的负载电流量，纵轴是线圈端电压的振幅（峰值电压）。

在图 20 (A) 的脉冲宽度变化特性中，如 E1 所示，负载电流量小、低负载时，负载电流量的变化对应的计数值的变化率大，敏感度高。另一方面，如 E2 所示，负载电流量大、高负载时，负载电流量的变化对应的计数值的变化率小，敏感度低。其理由在于，在于正常线圈耦合时，由于耦合度的限制，随着负载变重负载-相位特性中的相位旋转会变的饱和。

另一方面，在图 20 (B) 的振幅变化特性中，如 F1 所示，低负载时，负载电流量的变化对应的线圈端电压的变化率小，敏感度

低。如 F2 所示，高负载时，负载电流量的变化对应的计数器的变化率大，敏感度高。

这样，脉冲宽度检测，与高负载区域相比，低负载区域的检测敏感度高。另一方面，振幅检测中，高负载区域比低负载的检测敏感度高，从而，在低负载区域负载变动时，期望使用脉冲宽度检测去判断负载的高低；在高负载区域负载变动时，期望使用振幅检测去判断负载的高低。通过在低负载区域和高负载区域区分使用检测方式，可以实现高效的负载变动的检测。

具体来说，例如在检测由负载调制而发送的数据时，负载在比较低的负载区域变动。从而，对于检测受电装置 40 通过负载调制而发送的数据来说，期望基于脉冲宽度检测电路 33 检测出的脉冲宽度信息来进行。另一方面，在异物检测和装卸检测等的过负载状态时，期望高负载区域的高敏感度，对于异物检测和装卸检测来说，期望基于振幅检测电路 28 所检测出的振幅信息来进行。通过这样的操作，可以以高敏感度、高效率地实现数据检测、异物检测、装卸检测。

而且，根据状况也可以就与振幅检测电路 28 所检测出的振幅信息进行数据检测，或者，基于脉冲宽度检测电路 33 所检测出来的脉冲宽度信息进行异物检测和装卸检测等。例如，在数据检测时，在高负载区域中负载变动的时候，基于振幅信息进行数据检测，或者，联合使用振幅信息和脉冲宽度信息进行数据检测。另一方面，电源的供给能力低、过负载导致的电源电压低下系统等的情况时，可以基于脉冲宽度信息进行异物检测和装卸检测，或者，联合使用振幅信息和脉冲宽度信息进行异物检测和装卸检测。

例如图 21 描述了异物大小与脉冲宽度检测的计数值之间的关系。G1 是正常的负载时的变化特性。G2 是非异物的正常的负载时，

在一次测（受电装置）计算获得的计数阈值的收敛横轴线。如 G3 的变化特性，计数值在 G2 的计数阈值及其以下时，可以判定位异物。即，G3 时由振幅检测不能检测出的异物的变化特性，在其与线圈之间预想之外的耦合，可以观测到不应该是正常负载（G1）的相位旋转所导致的、较小的计数值，所以，可判定为异物。通过组合该图 21 的检测方法和振幅检测，可以进行更智能的检测处理。

而且，如上所述，针对本发明的实施例进行了详细说明，只要部脱离本发明的创新事项以及效果，可以由种种变形，这对于从业者来说是容易理解的。从而，这样的变形例也全部包含进本发明的范畴之内。例如，在详细说明书或图片中，至少一次，与更广义术语或同义相异术语（低电位侧电源、高电位侧电源、检测电压、电子设备等）同时使用的术语（GND、VDD、峰值电压、手机/充电器等），在明细书或图片中的任一处，都可以用其同意相异术语互换使用。此外，本实施例以及变形例的所有组合也包括在本发明的范畴之内。此外，送电控制装置、送电装置、受电控制装置、受电装置的构成、动作，和脉冲宽度检测方法、振幅检测方法，不限于本实施例所做的说明，可以有各种的变形实现。

## 附图标记说明

L1 一次线圈、L2 二次线圈、10 送电装置、12 送电部、14 电压检测电路、16 显示部、20 送电控制装置、22 控制电路（送电侧）、24 振荡电路、25 驱动时钟生成电路、26 驱动器控制电路、28 振幅检测电路、29 A/D 变换电路、30 锁存电路、32 波形整形电路、33 脉冲宽度检测电路、34 锁存电路（Latch Circuit）、40 受电装置、42 受电部、43 整流电路、46 负载调制部、48 供电控制部、50 受电控制装置、52 控制电路（受电侧）、54 输出保证电路、56 位置检测电路、58 振荡电路、60 频率检测电路、62 充满电检测电路、90 负载、92 充电控制装

---

置、 94 电池、 100 阈值表、 102 计数器、 110 采样保持电路、  
112 逐次比较寄存器、 114 D/A 变换电路、 120 使能信号生成电  
路、 122 计数器、 124 计数值保持电路、 126 输出电路、 130 比  
较电路



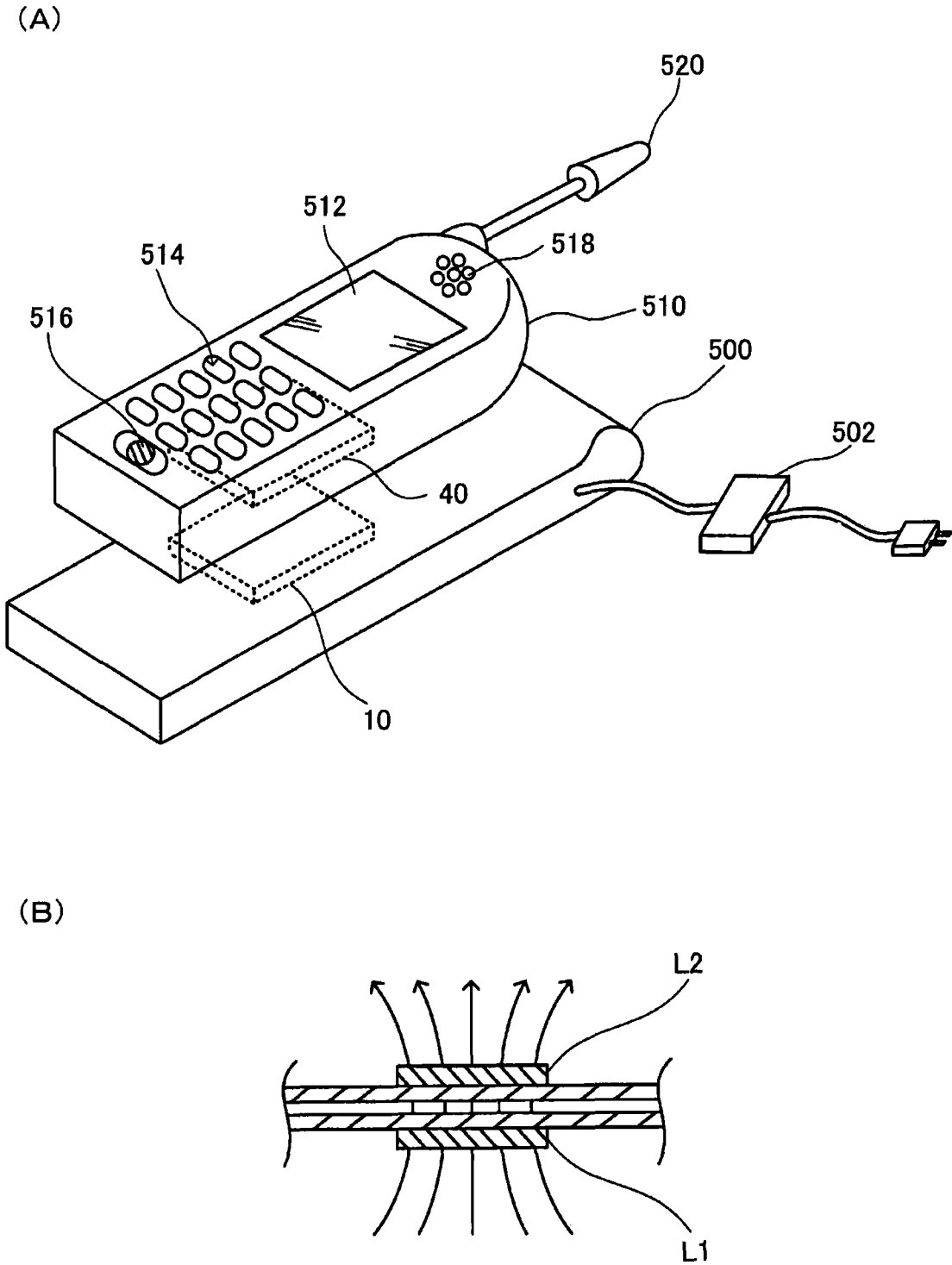


图 1

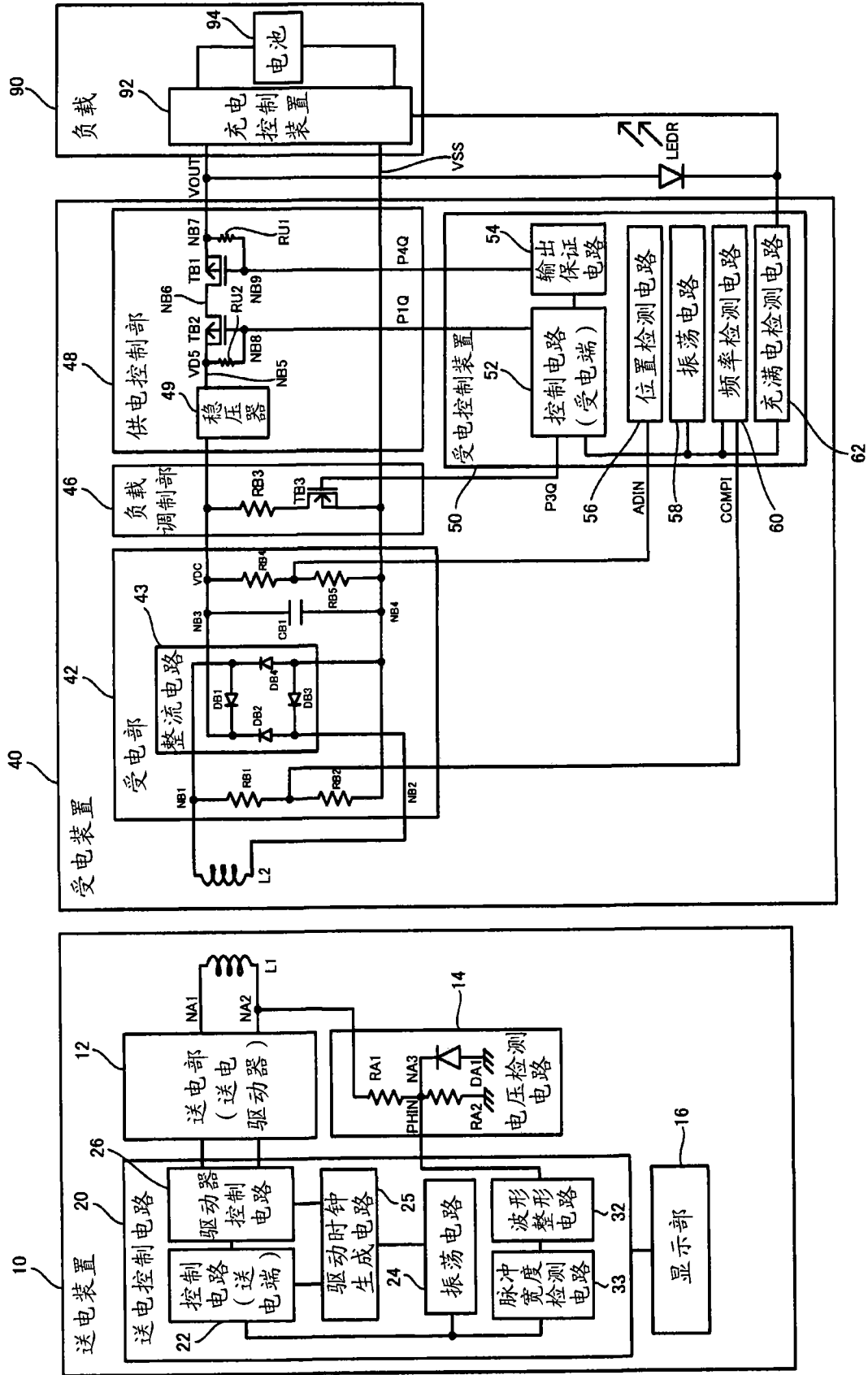
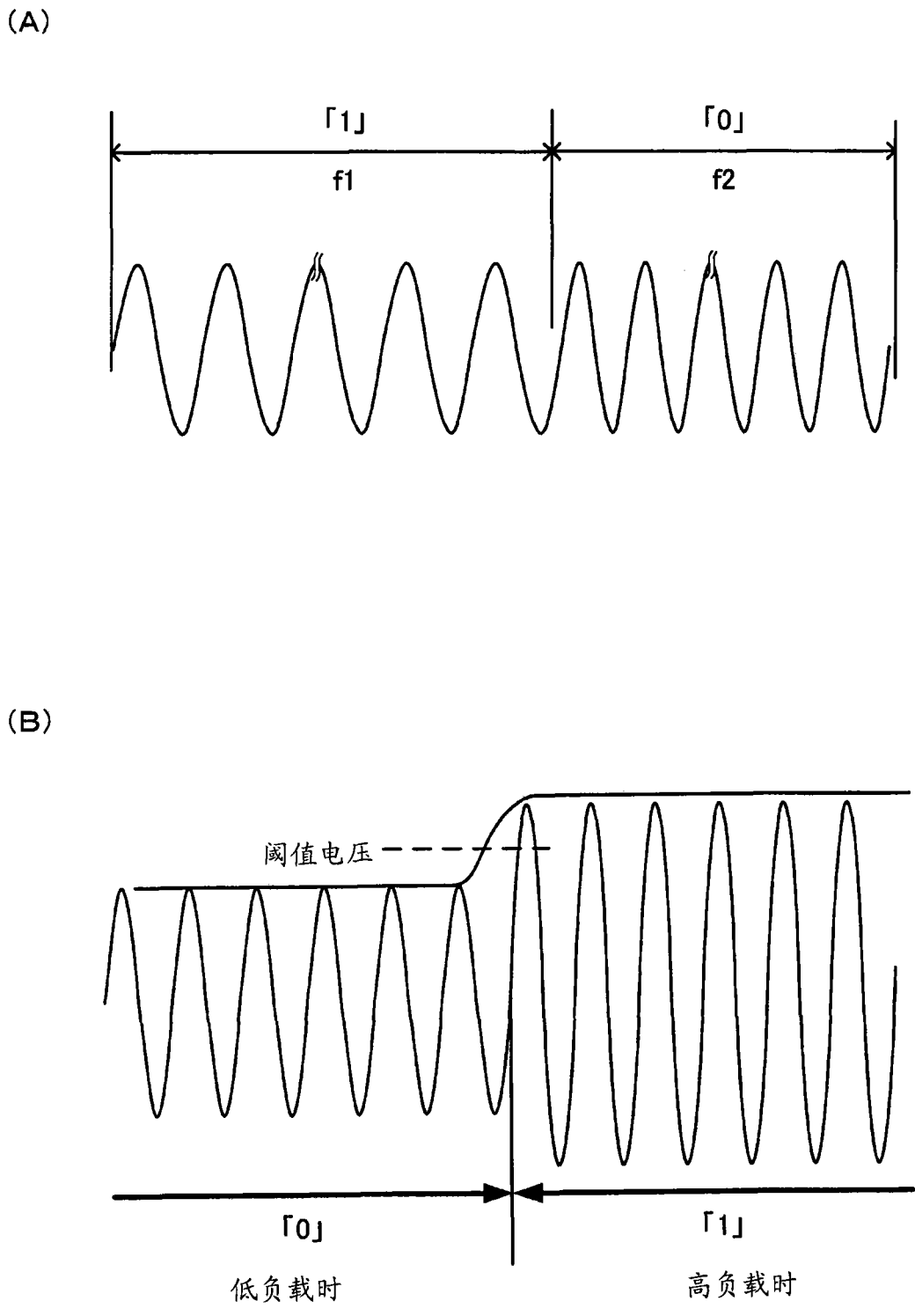


图 2



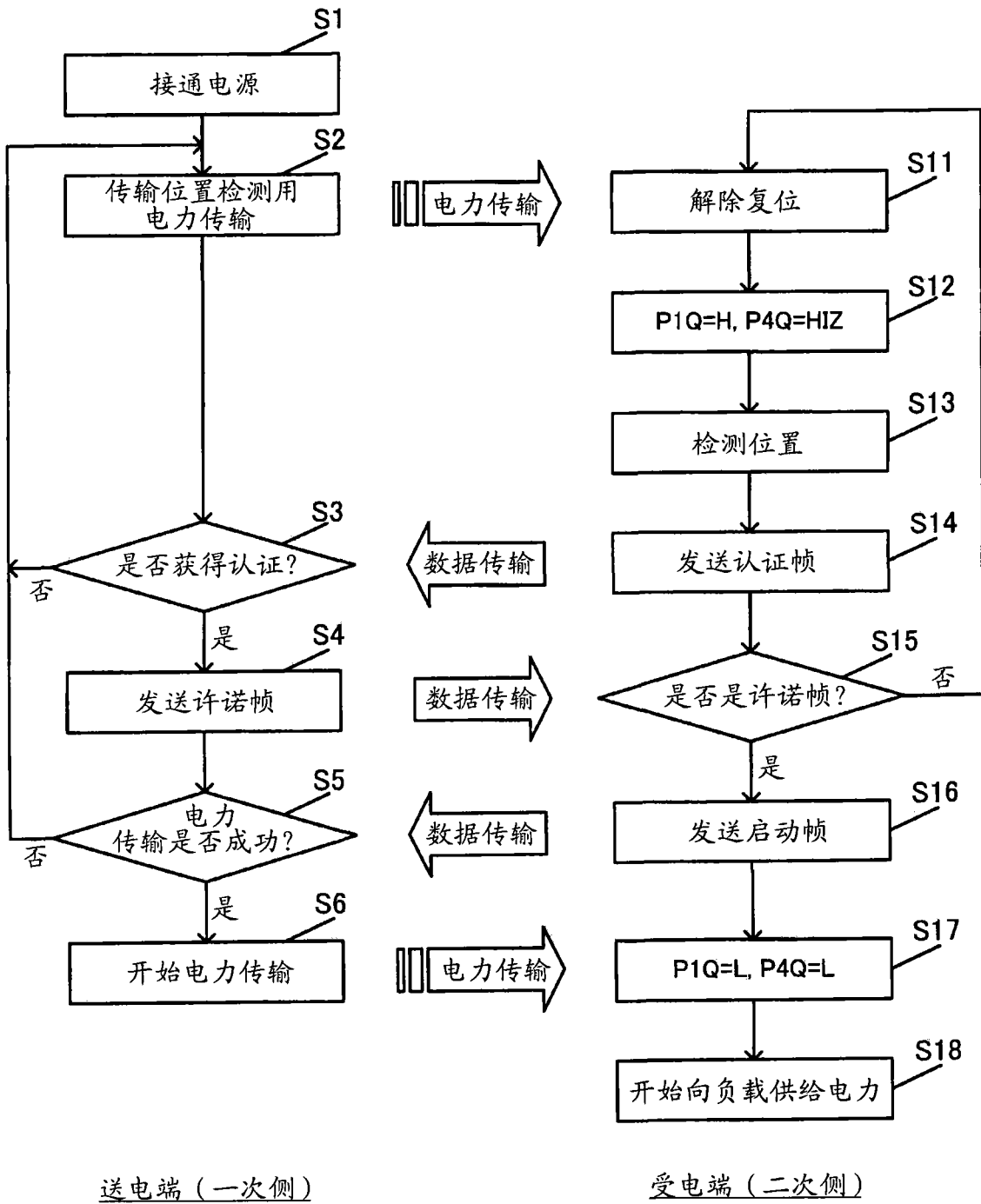
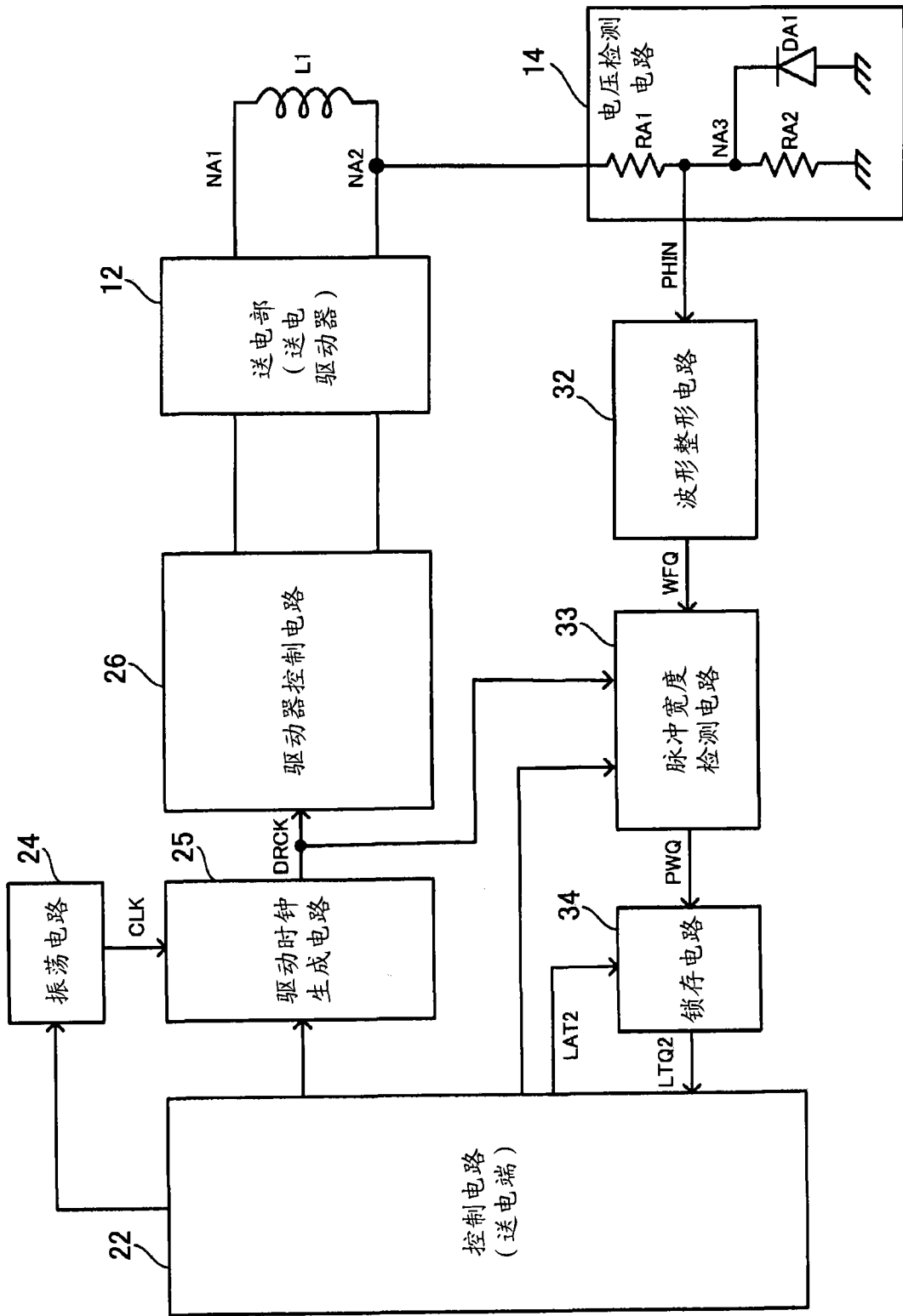
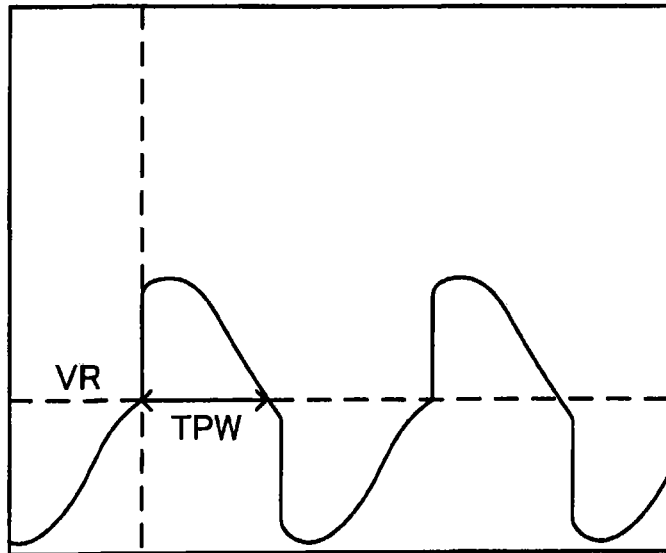


图 4



(A) 150mA负载 (低负载)



(B) 300mA负载 (高负载)

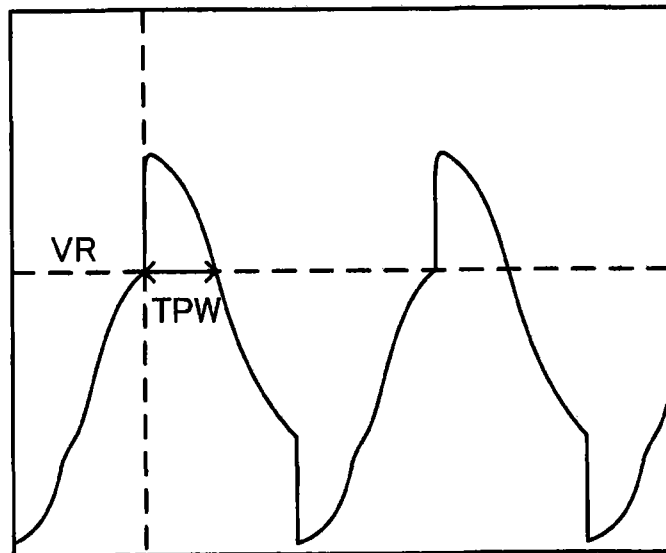


图 6

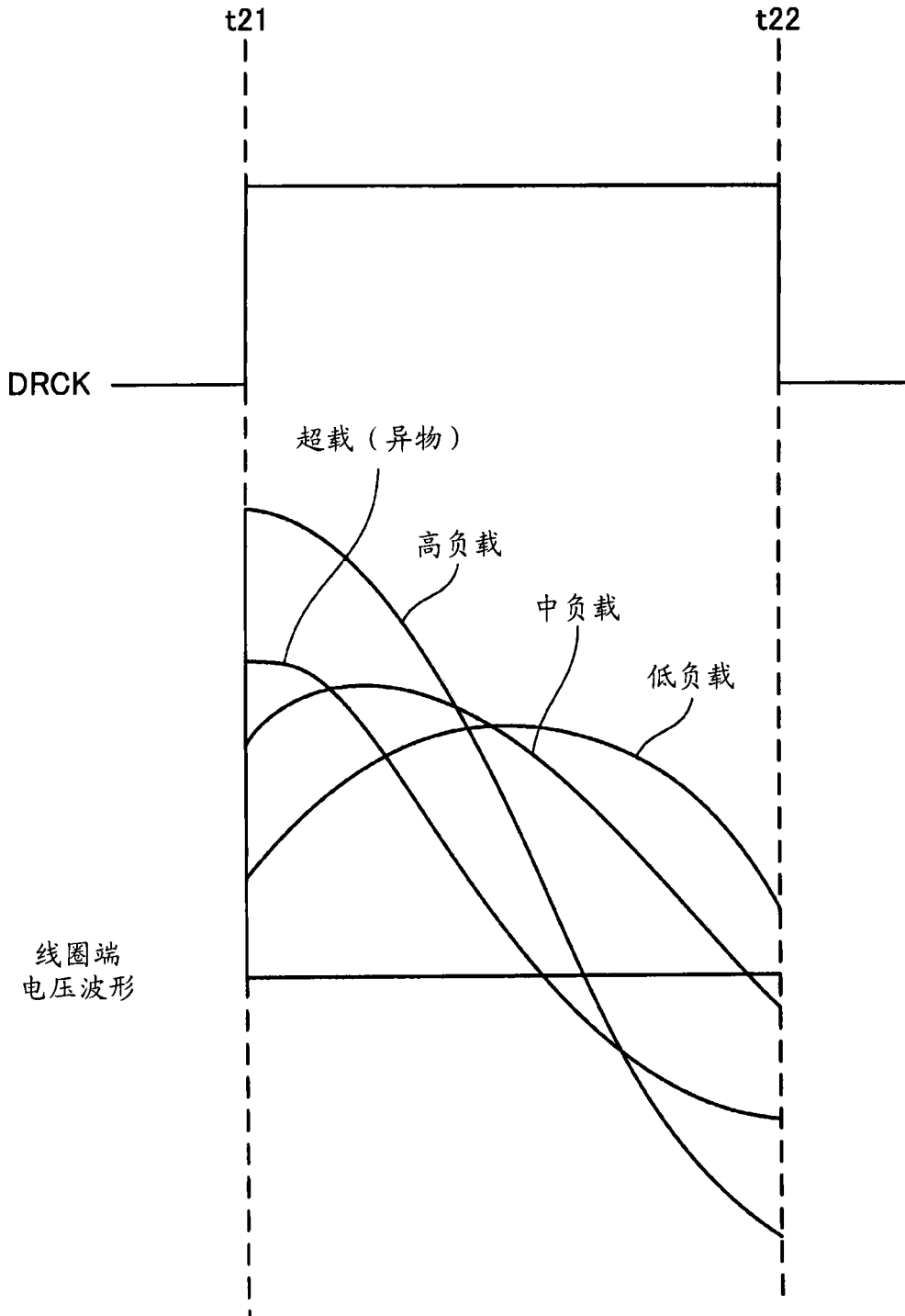
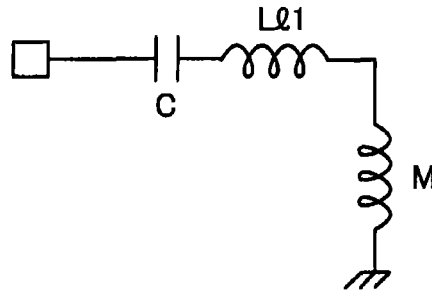
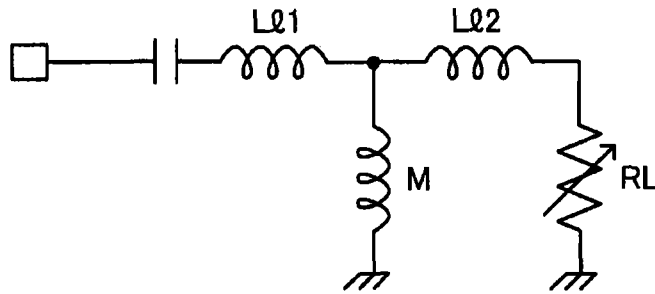


图 7

(A) 无负载



(B) 有负载



(C)

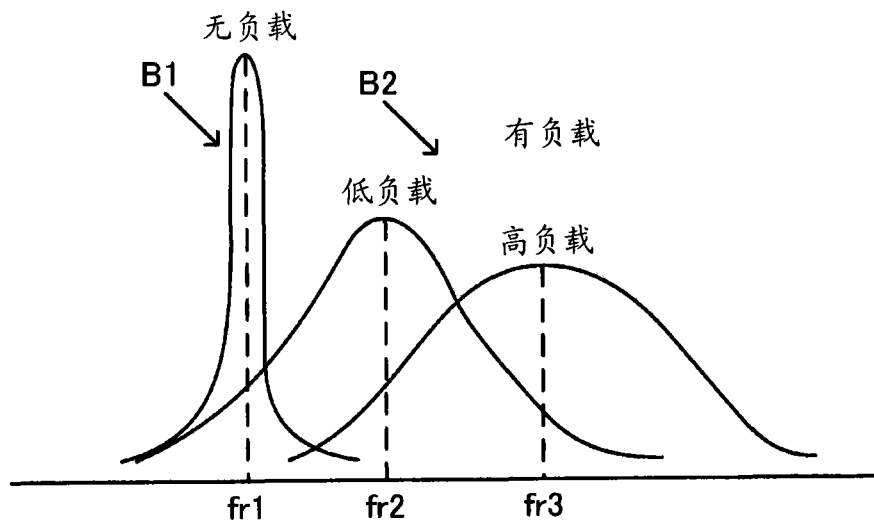


图 8



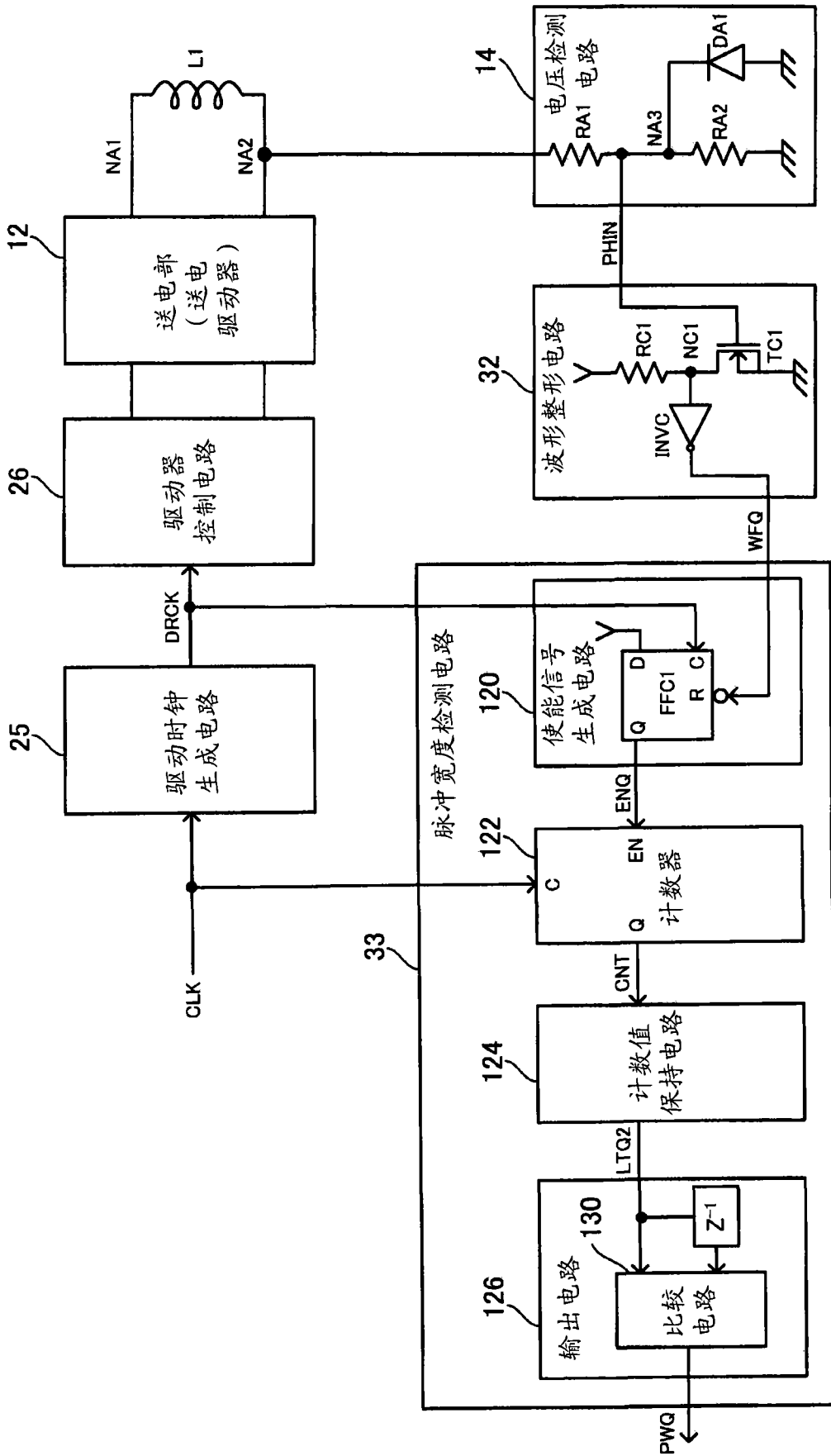


图 9

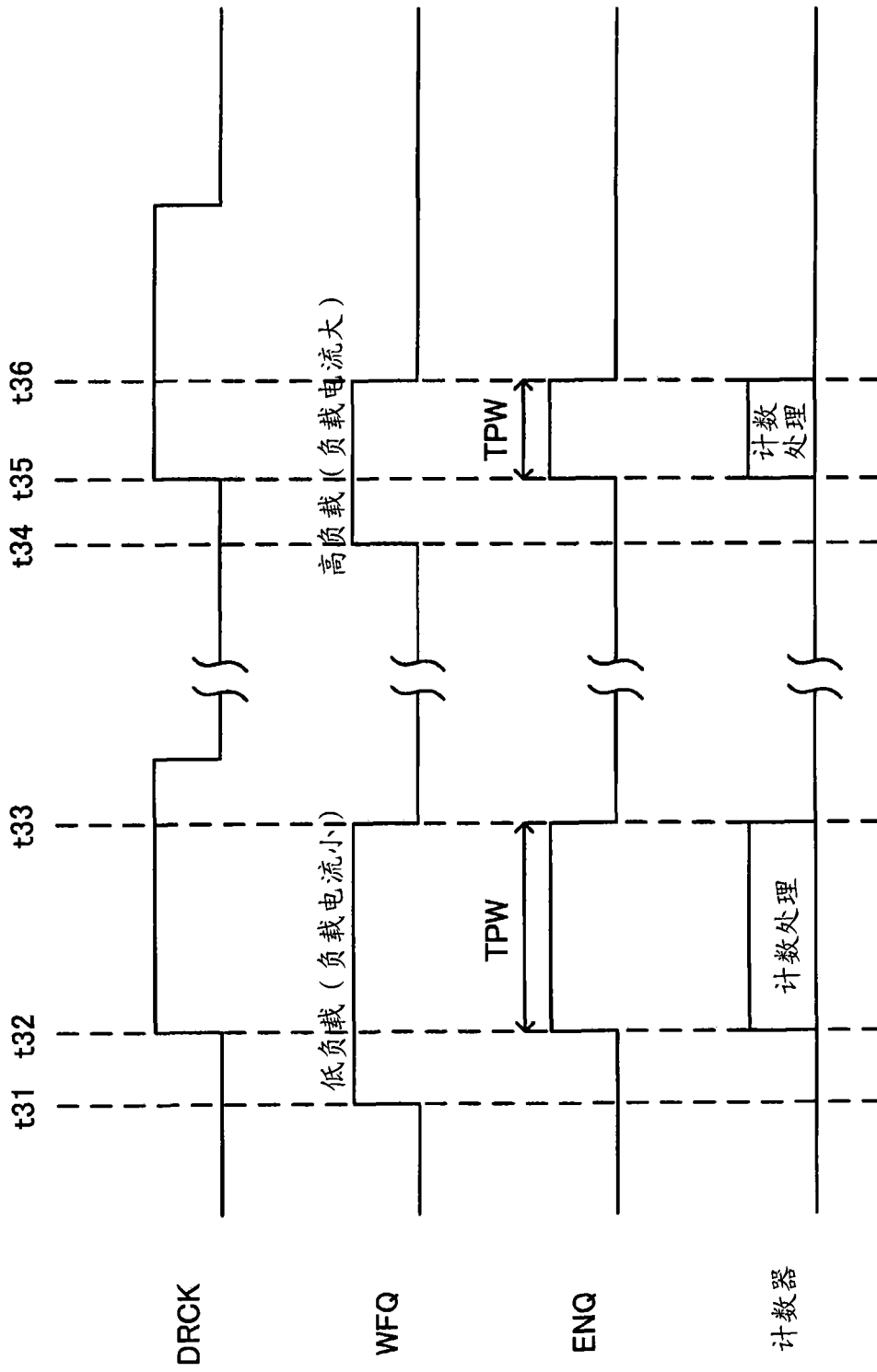
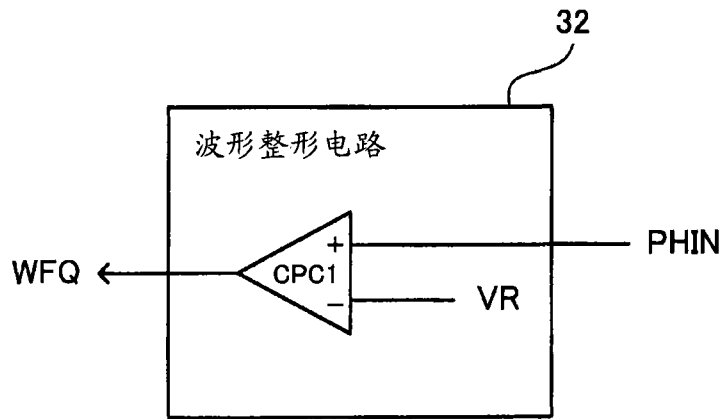


图 10

(A)



(B)

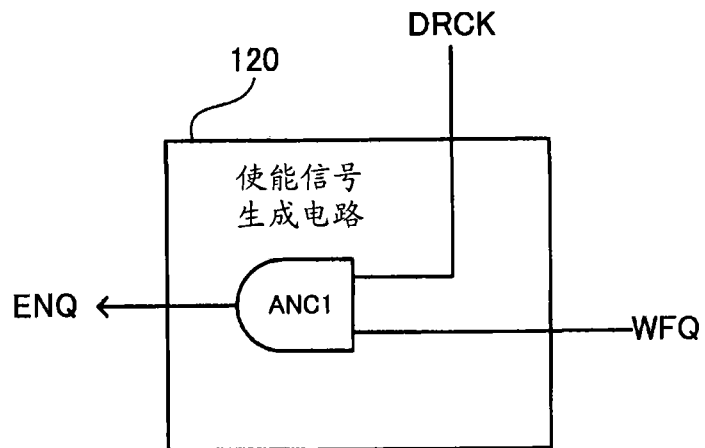


图 11

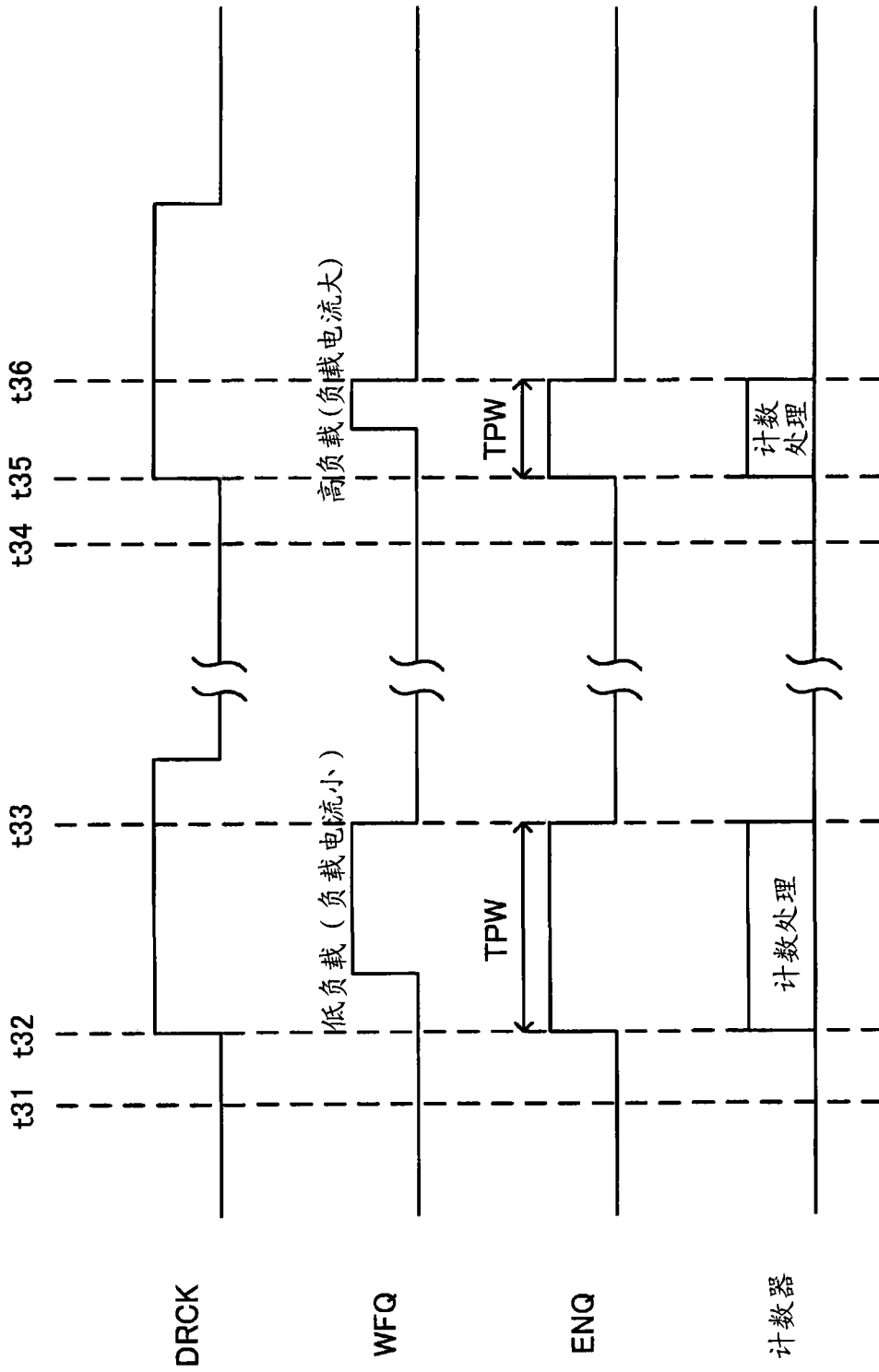


图 12

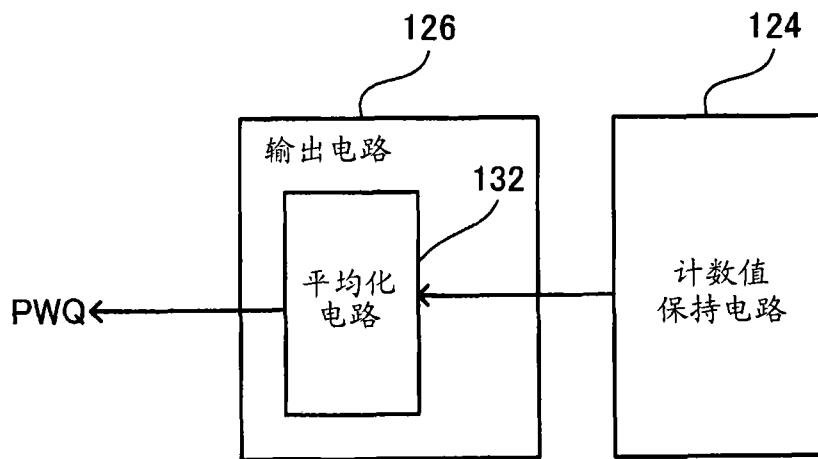


图 13

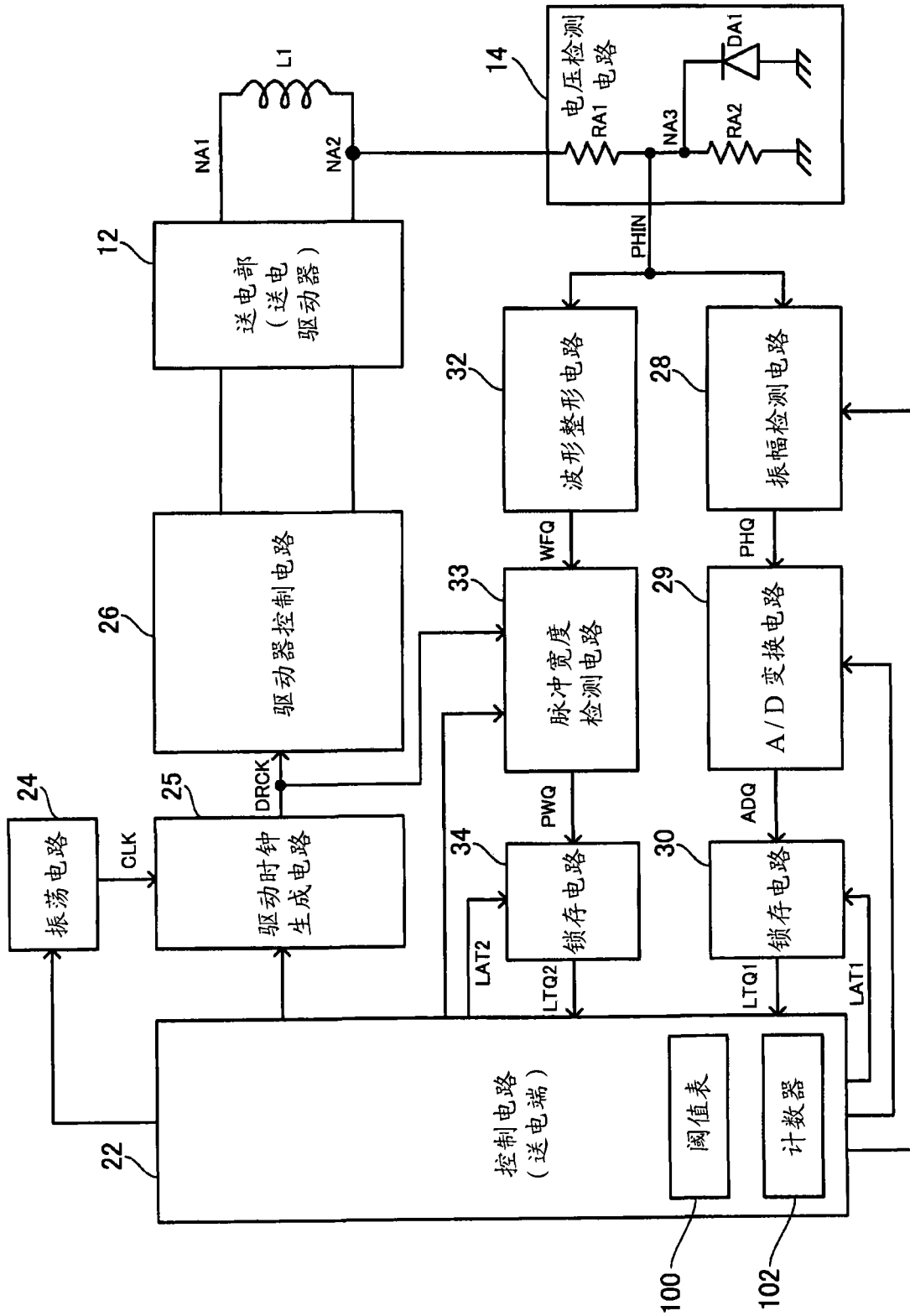


图 14

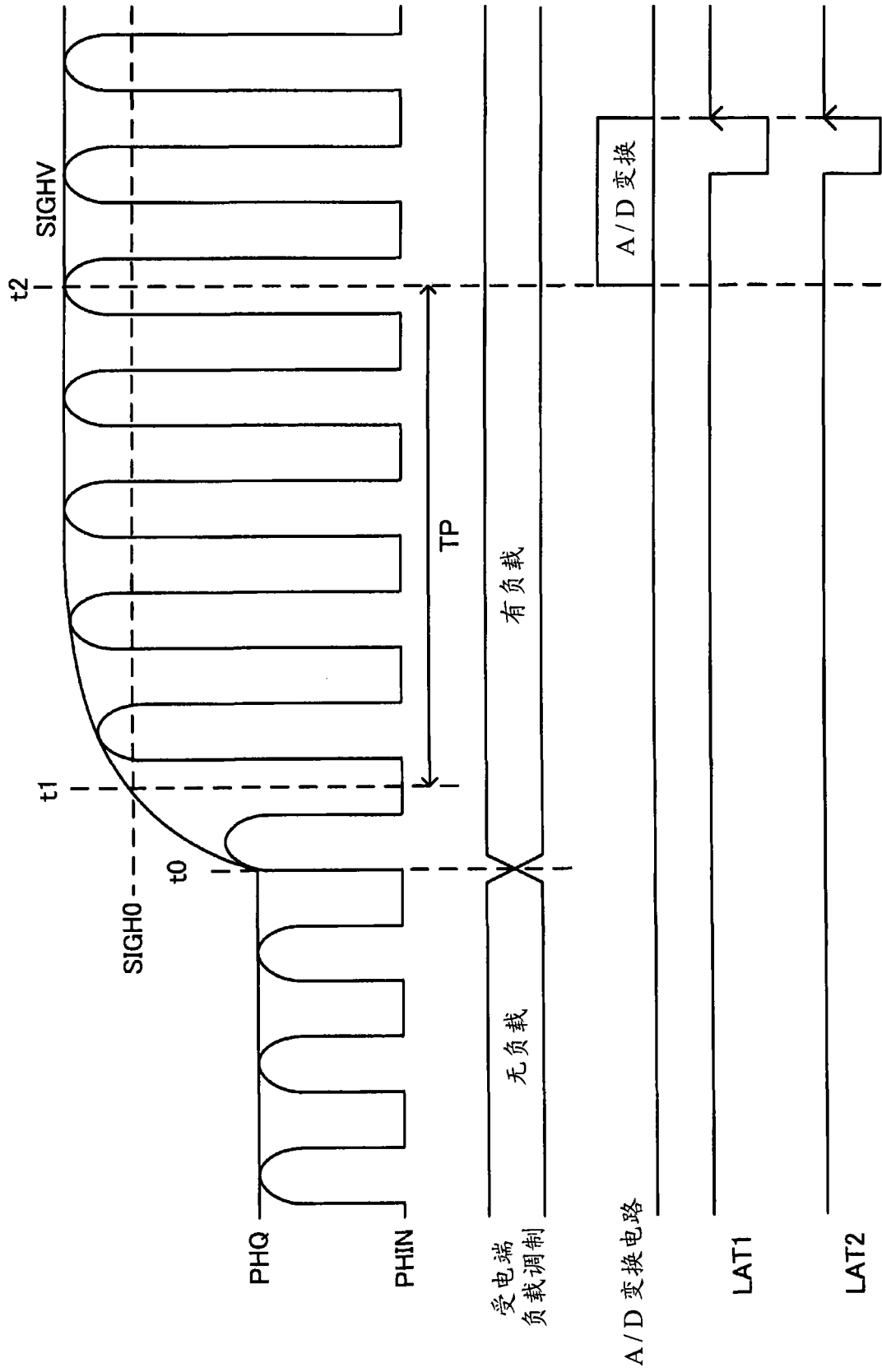


图 15

阈值表

检测对象	阈值电压
数据检测	$VSIGH=SIGHV-PV1$
超载检测	$VOVER=SIGHV+PV2$
异物检测	$VMETAL=SIGHV+PV3$
装卸检测	$VLEAVE=SIGHV-PV4$

图 16



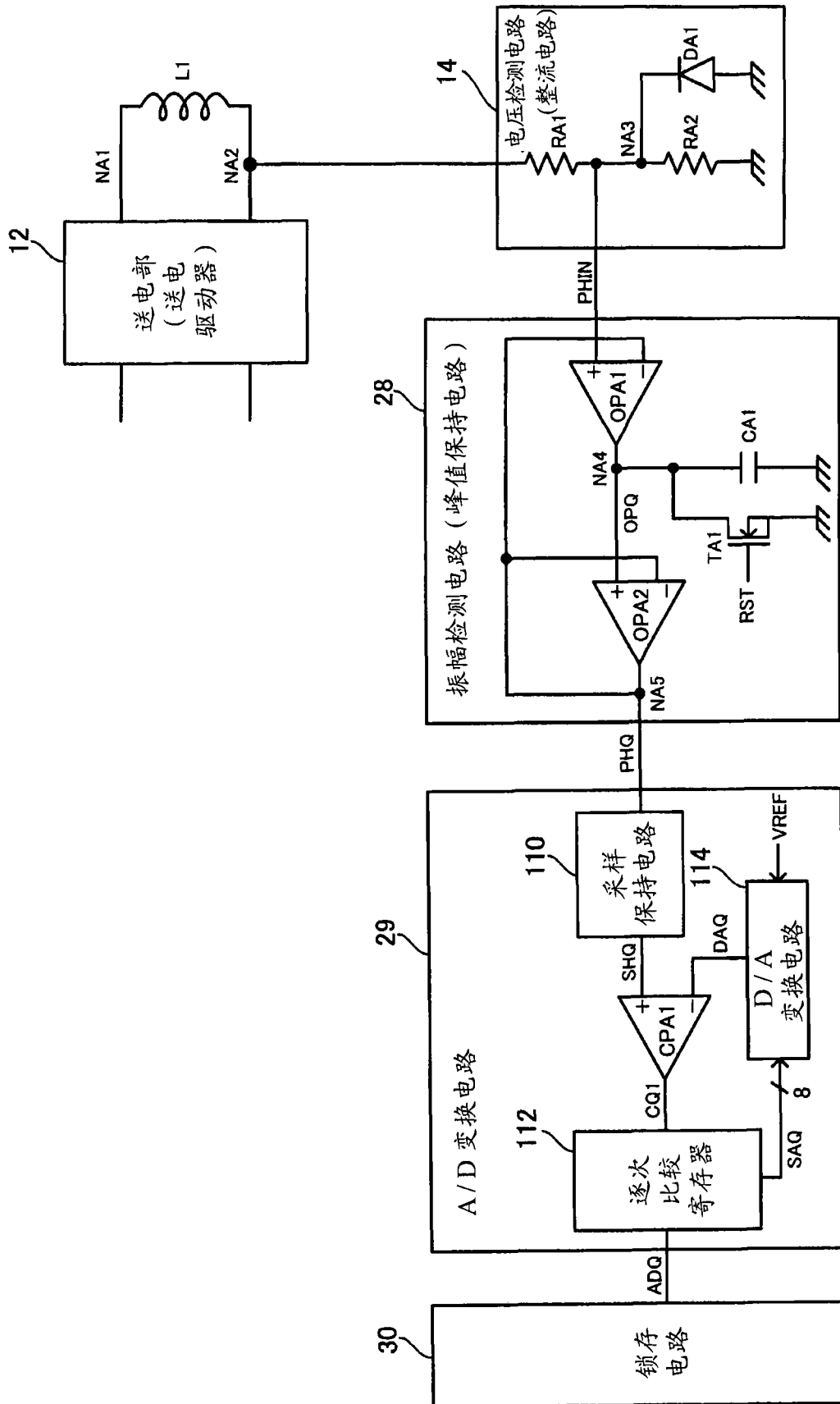


图 17

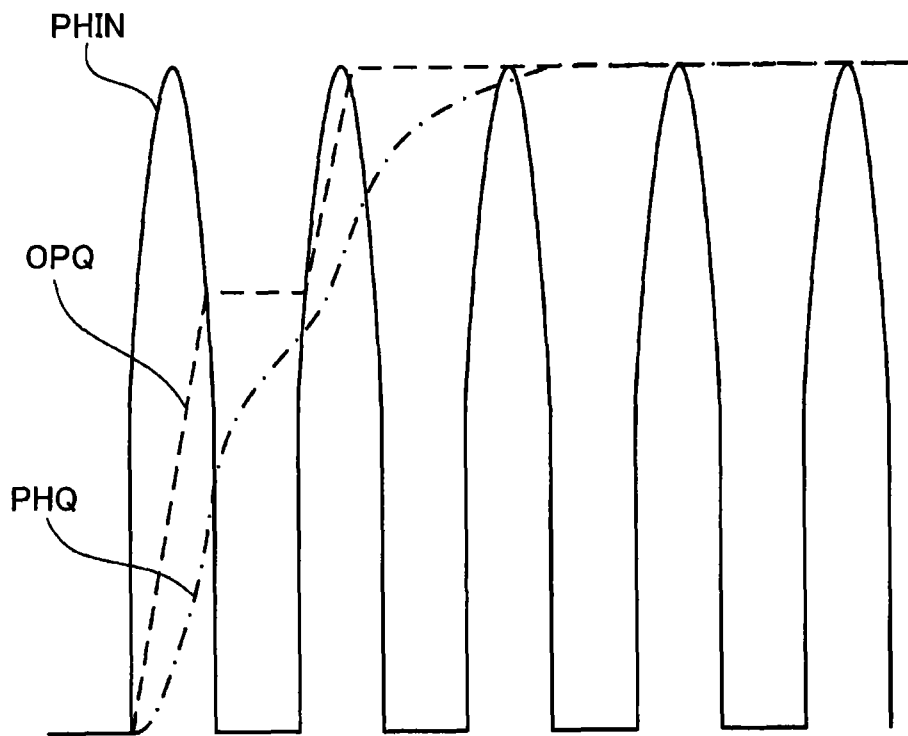


图 18

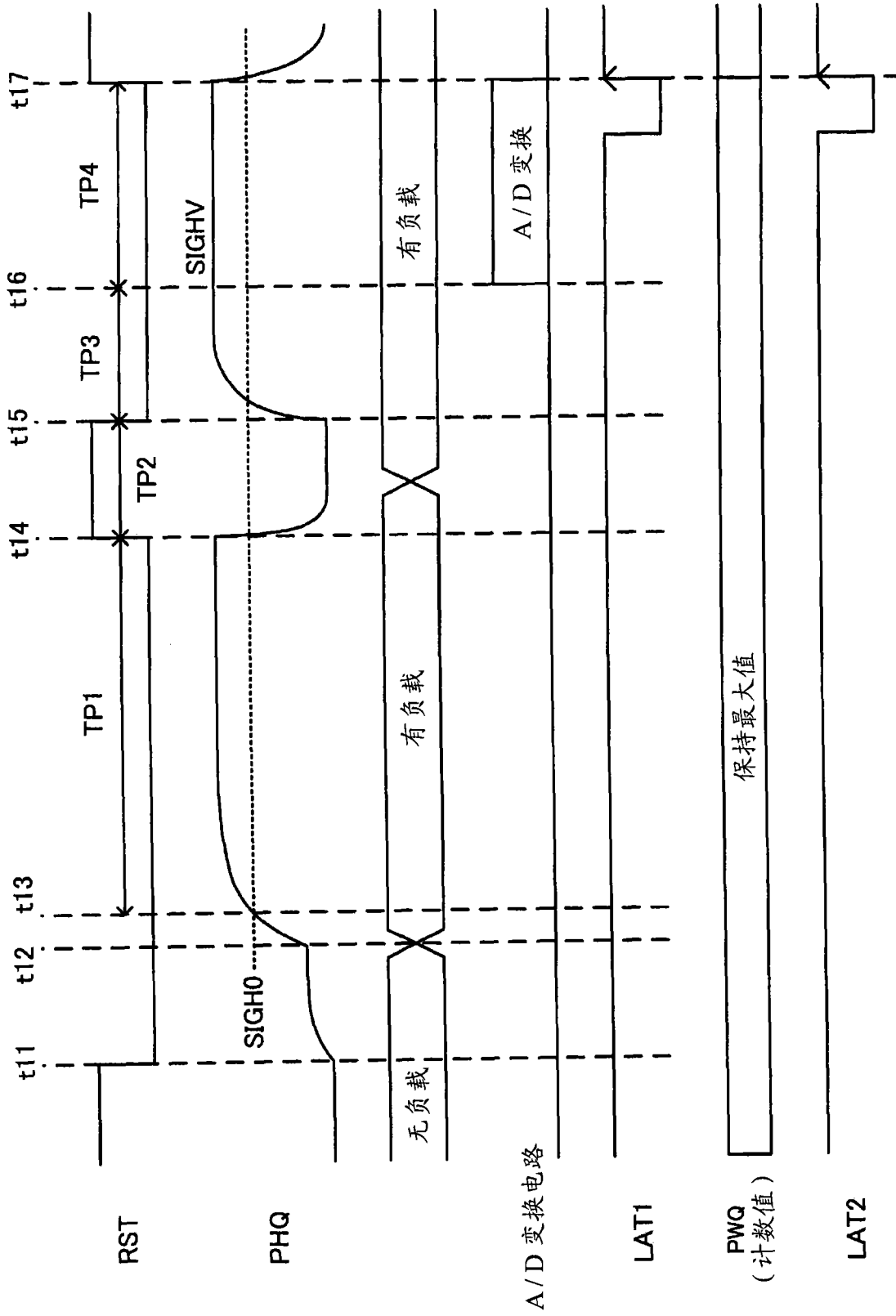
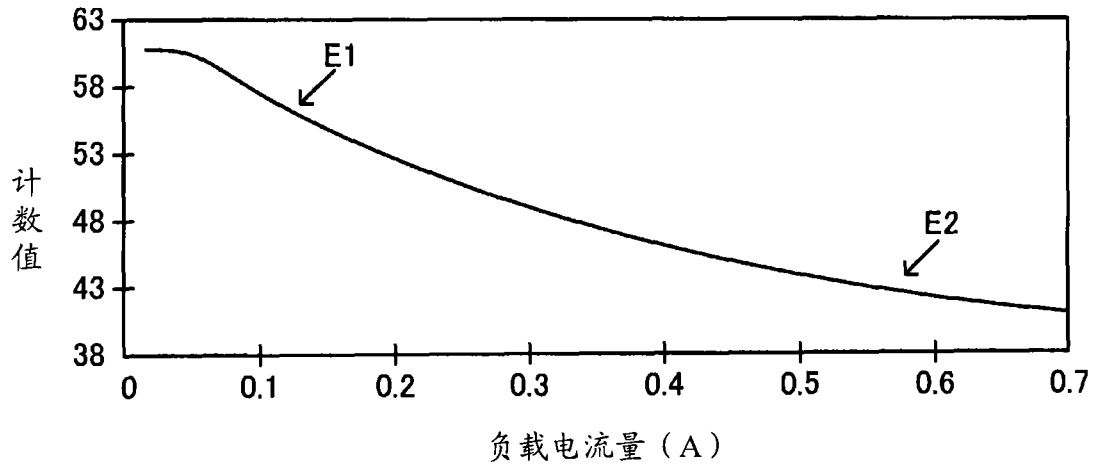


图 19

(A) 脉冲宽度变化特性



(B) 振幅变化特性

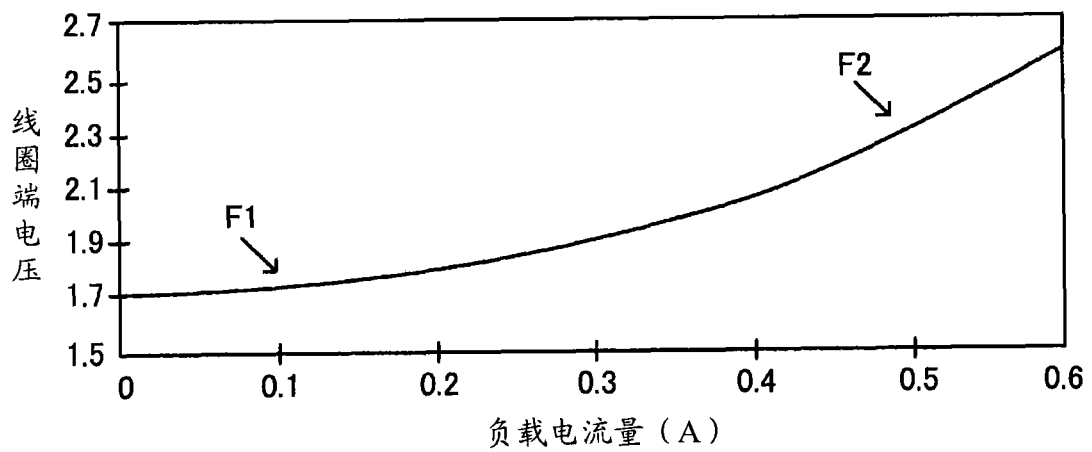


图 20

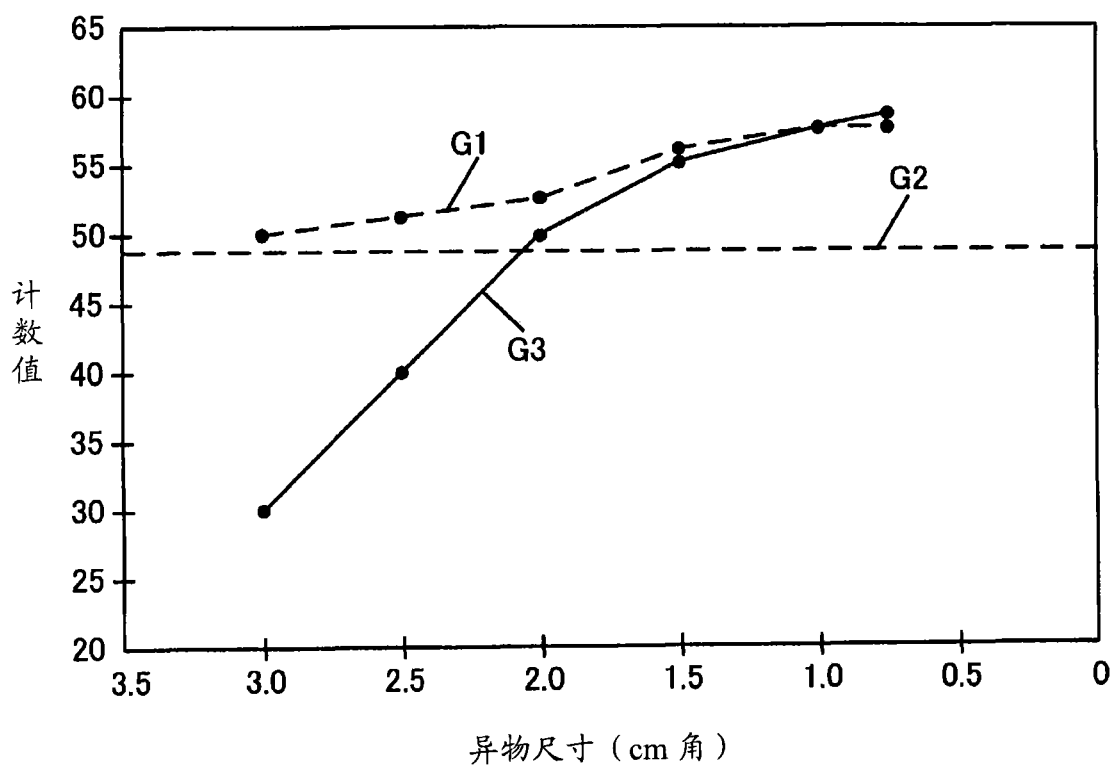


图 21