

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

H02P 1/16

H02P 7/622

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95107733.3

[45]授权公告日 1999年10月27日

[11]授权公告号 CN 1046067C

[22]申请日 95.6.30 [24]颁证日 99.7.30

[21]申请号 95107733.3

[30]优先权

[32]94.12.7 [33]JP [31]303778/94

[32]95.4.27 [33]JP [31]103669/95

[73]专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72]发明人 今城昭彦 吉桑义雄 秋山卓夫

石川宪和 林田达尚 长谷川优

川岸贤至 满嶋和行 石田晴彦

户塚英和

[56]参考文献

US3,757,184 1973. 9. 4 H02P5/34

审查员 郑鸿飞

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

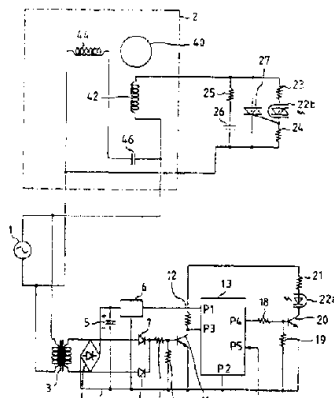
代理人 傅康 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 56 页 附图页数 42 页

[54]发明名称 电动机驱动单元及电动机驱动单元的控制方法

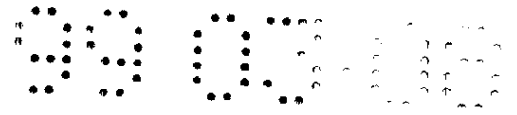
[57]摘要

电动机驱动单元包括:一个过零电压检测电路,用于检测交流电源 1 的电压是否处于过零状态;一个切换电路,用于进行通-断控制,以在马达 2 的通电和断电间切换,并通过改变通电和断电时间的比值,来控制电动机速度。通电开始的定时与电源的过零的定时一致,而通电结束的定时与通电电流的过零一致,且通电时间被固定在等于或两倍于所述电源周期的值,而断电时间以该交流电源的周期的一半的整数倍为单位,得到改变。



来自外面的微计算机

ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1. 一种电动机驱动单元, 包括:

过零电压检测电路, 用于检测来自交流电源的电压是否为过零状态;

切换电路, 用于进行通—断控制, 以在交流电源至一个电动机的通电和断电之间进行切换, 通过改变交流电源对所述电动机的通电和断电时间之间的比值, 来控制所述电动机的速度;

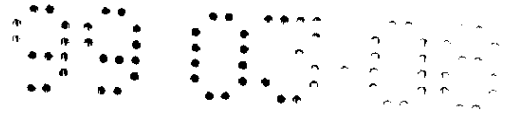
其特征在于, 所述切换电路能够使通电开始的定时与所述交流电源电压的过零的定时一致, 并使通电结束的定时与一个通电电流的过零相一致; 且

其中所述通电时间被固定在等于或两倍于所述电源周期的值, 且所述断电时间以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位而改变。

2. 根据权利要求1的电动机驱动单元, 其特征在于: 在通电时间被固定等于或两倍于所述电源周期的值的同时, 通过以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位改变断电时间而实现的通电率的多个模式结合起来, 以实现所希望的通电率。

3. 根据权利要求1至2中任何一项的电动机驱动单元, 其特征在于: 所述电动机包括一个单相电容电动机, 它具有主绕组和经过一个电容而通电的辅助绕组, 且其中从交流电源对所述主绕组进行通电的时间与断电时间之间的比值是变化的。

4. 电动机驱动单元的控制方法, 该电动机驱动单元将来自一个交流电源的电流送到一个电动机, 并借助一个切换电路来导通和关断来自所述交流电源的电流, 以使所述电动机被通电和断电, 且所述电动机的速度是通过改变所述通电和断电周期之间的比值而受到控制



的，该方法的特征在于包括以下步骤：

提供多个模式，这些模式用于实现相同的通电率，该通电率等于所述通电和断电周期之间的比值；以及

从所述多个模式中选择一个特定的模式，并设定如此选出的模式，以控制所述电动机的速度。

5. 根据权利要求 4 的控制方法，进一步包括选择一个模式来作为所述特定模式以在电动机运行期间产生小的噪声或振动的步骤。




电动机驱动单元及 电动机驱动单元的控制方法

本发明涉及一种电动机单元，该电动机单元使一个开关接通和关断，以执行电动机的循环通电和断电，以使单相或多相电动机以同有关的通电率对应的转数而得到驱动。本发明还涉及一种有关的电动机驱动单元、其控制方法、和一个风扇单元。

图 59 是电路图，显示了现有技术的电动机驱动单元，如在 Japanese Patent Application No. 62 - 239895 中所描述的。参见图 59，标号 1 表示一个 100V 的商业交流电源，2 表示一个风扇电动机，3 表示一个电源变压器，4 表示一个二极管桥，5 表示电解电容器，且 6 表示三端调压器。二极管桥 4、电解电容器 5 和三端调压器 6 相结合，以形成一个恒压电源电路。

标号 7 和 8 表示二极管，9、10 和 12 表示电阻，且 11 是晶体管。二极管 7 和 8，电阻 9、10 和 12，以及晶体管 11 相结合，以形成一个过零检测电路。

当 100V 交流电源 1 是过零时，电源变压器 3 的次级绕组上的电位差几乎等于零，因而在次级绕组的两端的电位都低于二极管桥 4 的输出端（即电解电容器 5 的负端）处的 GND 电平。该 GND 电平通常高于电源变压器 3 的次级绕组的两端之一处的电位中的较低者，且其差等于二极管桥 4 中的二极管的正向电压。因此，二极管 7 和 8 都将被反向偏置，且没有基极电流能够流过晶



晶体管 11。因此，晶体管 11 被关断且拉起电阻 12 使晶体管 11 的集电极电位与微计算机 13 的电源电压相等，从而产生“H”（高）电平。

当 100V 交流电源 1 不处于过零点时，在电源变压器 3 的次级绕组的两端之一的电位变得高于另一端的电位，且基极电流将流过二极管 7 或 8 和电阻 9，使晶体管 11 导通；其结果，该晶体管的集电极电位被导通（处于 GND 电平），从而产生“L”（低）电平。

因此，晶体管 11 的集电极电位能够被用来检测 100V 交流电源 1 是否处于过零状态。

图 59 中的标号 13 表示的是用于控制风扇电动机 2 的通电率的微计算机。该微计算机包括电源端 P1，它从一个恒压电源电路给出一个输出 (Vcc)，该恒压电源电路包括二极管桥 4、电解电容器 5 和三端调压器 6。微计算机 13 还包括与 GND (0V) 相连的接地端 P2、与晶体管 11 的集电极相连的输入端 P3（即由二极管 7 和 8、电阻 9、10 和 12、以及晶体管 11 组成的过零检测电路的输出端）、以及经过电阻 18 与电阻 19 和晶体管 20 的基极相连的输出端 P4。22a 表示的是光三端双向可控硅开关耦合器的光发射侧，并与该耦合器的光接收侧 22b 相光耦合，而该耦合器是 22a 和 22b 的整体结合。微计算机 13 有一个外输入端 P5，指令在该输入端被输入，以通知由微计算机 13 构成的电子控制电路的激励率。在所考虑的情况下，端 P5 由另一计算机进行控制。

如果微计算机 13 的输出端 P4 变成“H”，晶体管 20 将导通且一个触发电流将流向光三端双向可控硅开关耦合器的光发射侧 22a，使光接收侧 22b 导通。其结果，三端双向可控硅开关 27 的门

触发电路——它由电阻 23 和 24 组成——被关闭，且由一个开关电路和该门触发电路组成的三端双向可控硅开关 27 被导通，以向风扇电动机 2 通电。

当微计算机 13 的输出端 P4 处于“L”时，晶体管 20 被关断，且没有触发电流流向光三端双向可控硅开关耦合器的光发射侧 22a；因此，光三端双向可控硅开关耦合器的光接收侧 22b 将被关断，且门触发电路将打开，从而使三端双向可控硅开关 27 被关断。因此，风扇电动机 2 不受到通电。25 和 26 表示的，分别是电阻和电容器，它们结合在一起以组成三端双向可控硅开关 27 的缓冲器电路。

现在描述用于控制风扇电动机的具体装置。如现有技术公开物“HANDBOOK OF ELECTRIC ENGINEERING”，1988 年版 16 章 724 - 725 页相位控制被广泛地用作实现电容电动机的可变速度控制的装置。在图 60 中显示了与相位控制有关的通电波形和其他波形的定时图，作为现有技术的情况 1。参见图 60，标号 28 表示来自 100V 交流电源 1 的波形；标号 29 表示至微计算机 13 的输入端 P3 的过零信号的波形；标号 30 表示至微计算机 13 的输出端 P4 的波形；且标号 31 表示用于通给风扇电动机 2 的电流的波形（它可被称为“通电波形”）。

如果从过零点 至三端双向可控硅开关 27 导通的时刻为 β ，则通过调节 β 的值，不仅能够控制将要提供给电动机的功率，而且还能够控制其转数。例如，如果 β 为零，将实现全通电，但如果 β 等于电源周期的一半，则没有通电。图 60 表示的是 β 为电源周期的四分之一的情况，且将要加到马达的功率被调节到约为



来自电源 1 的值的一半。

图 61 显示了各种波形, 用于显示现有技术的情况 2, 该情况在 Japanese Patent Application No. 62—239895 中描述, 且图 62 是一个存储变换图, 显示了风扇电动机 2 的通电模式。

为了实现最适当的通电率, 以获得由诸如时间和加热器的热交换器的温度的控制因素所确定的风扇电动机 2 的转数, 微计算机 13 将根据由图 62 的存储变换图所描述的模式来向风扇电动机 2 通电。对于每一个来自 100V 交流电源 1 的激励值, 该模式由总共 24 个周期组成, 且从一个通—断模式至下一个的每一次变动, 都是在 6 个周期 (24 个周期除以 4) 之后进行的。

例如, 考虑 83.3% 通电的情况。风扇电动机 2 按照存储变换图中的以下模式受到通电:

5 个周期 ON 和一个周期 OFF

5 个周期 ON 和一个周期 OFF

5 个周期 ON 和一个周期 OFF

5 个周期 ON 和一个周期 OFF

由于通电周期的总数是 24 个周期中的 20 个 ($= 5 + 5 + 5 + 5$), 通电率是 $20/24 = 0.833$ 。

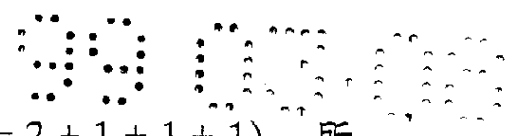
如果需要 20.8% 的通电, 风扇电动机 2 按照存储变换图中的以下的模式受到通电:

2 个周期 ON 和 4 个周期 OFF

1 个周期 ON 和 5 个周期 OFF

1 个周期 ON 和 5 个周期 OFF

1 个周期 ON 和 5 个周期 OFF



由于通电周期的总数是 24 个周期中的 5 个 ($= 2 + 1 + 1 + 1$), 所以通电率是 $5/24 = 0.208$ 。

如从图 62 可见, 通电或断电是以一为最小单位进行的。本发明所要解决的问题:

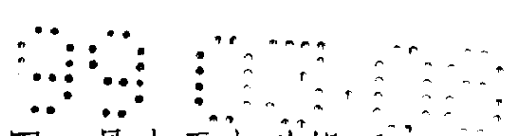
现有技术的电动机单元和电动机驱动单元是以上述模式构成的, 它们的问题是在驱动电动机期间会有噪音。本发明人对噪音的产生进行了深入的研究, 并发现了以下的可能原因。

第一, 在现有技术情况 1 中, 以频率 $2f$ 进行的切换, 造成了电容电动机中 $2f$ 和 $2f$ 的倍数的力矩脉动, 从而产生了 $2f$ 和 $2f$ 的倍数的磁声。另外, 电容电动机一般在偏离电源电压的过零点时接通, 因而在电动机接通时, 电流的突变很大, 因而产生了很大的振动力和很大的磁声。

第二, 在现有技术情况 2 中, 如图 62 所示, 在“高通电率”的范围中采用了 5 或更多的 ON 周期, 且在采用 5 或更多 ON 周期的这些期间里, 电容电动机将经历 $2f$ 的力矩脉动并产生 $2f$ 的磁声。另外, 从一个通—断模式移至下一个的基本周期数是 6 个, 因而如果电源频率 (f) 是 60Hz, 则 ON 和 OFF 周期将每 10Hz 重复一次。对于这样低的重复频率, ON 和 OFF 循环有时会被感觉到, 并将产生间断的刺耳噪声。

另外, 如果在单相或多相电动机中发生机械共振, 或者当单相电动机中的主和辅助绕组同时受到通电和断电控制时, 磁中心的偏离和其他缺陷将使风扇电动机的轴沿着轴向发生大的振动, 产生异常的振动, 就象出现了“敲打声”。

用于控制电动机的转数的传统方法的问题, 是在驱动电动机期间



产生了噪声和振动。产生噪声和振动的一个原因，是由于电动机通电受到根据存储变换图中的预定模式的周期性的通—断控制，这些重复有时会作为“敲打”声而被人的听觉器官所感觉到，且基频由于 ON 和 OFF 循环的重复而造成了噪声和振动。

另外，由电动机驱动的风扇产生连续的“嚓嚓”声，而这也是刺耳的。


本发明就是在这样的情况下获得的，且本发明的一个目的，是降低电动机驱动期间出现所产生的噪声或消除所有刺耳的声音。

本发明的另一个目的，是降低电动机驱动期间出现的振动和其他异常现象。

解决这些问题的方案

本发明的第一个方面，是通过提供一种电动机驱动单元而实现的，该电动机驱动单元包括：一个过零电压检测电路，用于检测来自交流电源的电压是否处于过零点；以及，一个切换电路，用于执行通—断控制，以在交流电源对电动机的通电和断电之间进行切换，且它通过改变交流电源对所述电动机的通电时间与断电时间之间的比值，来控制所述电动机的速度。这种改进在于，借助所述切换电路，能够使通电开始的定时与所述交流电源电压的过零的定时相一致，并使通电的结束的定时与一个通电电流的过零相一致，且在于所述通电时间被固定在等于或两倍于电源周期的值，而所述断电时间以所述电源周期的一半的整数倍为单位进行改变。

本发明的第二个方面，是通过根据本发明的第一个方面的电动机驱动单元而实现的，其中用于通电率的多个模式被结合起来，



以获得所希望的通电率；其中所述多个模式，是通过以所述电源周期的一半的整数倍为单位，来改变去通电时间而获得的；而通电时间被固定在等于或两倍于所述电源周期的值。

本发明的第三个方面，是通过提供一种电动机驱动单元而获得的，该电动机驱动单元包括：一个过零电压检测电路，用于检测来自交流电源的电压是否处于过零点；以及一个切换电路，用于执行通—断控制，以在交流电源对所述电动机的通电和断电之间进行切换，且它通过改变交流电源对所述电动机的通电时间与断电时间的比值，来控制电动机的速度。这种改进在于能够借助所述切换电路，使通电开始的定时与所述交流电源电压的过零的定时相一致，并使通电结束的定时与一个通电电流的过零相一致，并在于多个与所述通电和断电时间之间的比值相等的模式，能够被结合使用。

本发明的第四个方面，是通过提供根据本发明的第一、第二和第三个方面的电动机驱动单元而实现的，其中该电动机是单相电容电动机，它具有一个主绕组和一个通过一个电容而得到通电的辅助绕组，且其中交流电源对所述主绕组的通电时间与断电时间之间的比值是变化的。

本发明的第五个方面，是通过提供一种电动机单元实现的，该电动机单元包括一个电动机、一个为所述电动机提供通电电流的交流电源、一个切换电路—借助它对来自所述交流电源的通电导通和关断以使电动机受到通电或断电、以及一个驱动单元—它控制所述切换电路的导通和关断以改变通电和断电周期之间的比值；所述驱动单元，通过以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单

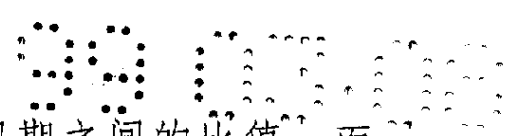
位来改变所述断电或通电周期，来改变电动机的速度，而所述通电或断电周期被固定在一个预定值—该预定值是所述交流电源的周期的一半的整数倍。

本发明的第六个方面，是通过提供根据本发明的第五个方面的电动机单元而实现的，其中所述驱动单元，通过以所述交流电源的循环周期的一半的整数倍为单位来改变所述断电或通电周期，而所述通电或断电周期被固定在一个预定值—该预定值是所述交流电源的周期的一半的整数倍，所述预定值是以这样的方式选定的，即在所述电动机的激励率高的范围里，切换电路被导通或关断的基本频率至少为 15Hz。

本发明的第七个方面，是通过提供根据本发明的第六个方面的电动机单元而实现的，其中根据至少两种预定值的多个通电率模式被结合起来，以获得所希望的通电率。

本发明的第八个方面，是通过提供根据本发明的第五个方面的电动机单元而实现的，其中所述驱动单元，通过以所述交流电源的循环周期的一半的整数倍为单位改变所述断电或通电周期，来控制电动机的速度，而所述通电或断电周期被固定在一个预定值—该预定值是所述交流电源的周期的一半的整数倍，且其中根据至少两种预定值，设定与所述通电和断电周期之间的比值相等的多个模式，所述相应模式依次有选择地使用。

本发明的第九个方面，是通过提供一种方法而实现的，该方法控制一个电动机驱动单元，而该电动机驱动单元将通电电流从一个交流电源送到一个电动机，并借助一个切换电路来导通和关断来自所述交流电源的通电，从而使所述电动机受到通电和断电，而所



述电动机的速度,通过改变所述通电和断电周期之间的比值,而受到控制。该改进在于,该方法包括:提供多个模式的步骤,这些模式实现相同的通电率,而该通电率等于所述通电和断电周期之间的比值;以及从所述多个模式中选出一个特定的模式并设定如此选出的模式以控制所述电动机的速度的步骤。

本发明的第十个方面,是通过提供根据本发明的第九个方面的控制方法而实现的,它包括一个选择步骤,该选择步骤用于选择在电动机运行期间产生小的噪声或振动的模式,以将其作为所述特定方式。

本发明的第十一个方面,是通过提供一个风扇单元而实现的,该风扇单元包括:一个风扇;用于驱动该风扇的电动机;向所述电动机提供通电电流的一个交流电源;一个切换电路,它导通和关断来自所述交流电源的通电,以对电动机进行通电和断电;以及,一个驱动单元,用于控制所述切换电路的导通和关断,以改变通电和断电周期之间的比值;所述驱动单元,通过以所述交流电源的循环周期的一半的整数倍为单位来改变所述激励周期或所述去激励周期或这两种周期,来改变电动机的速度;所述通电和断电周期之间的比值是这样设定的,即在所述驱动单元控制的速度的高速范围中,使所述切换电路被导通或关断的基频处于预定范围中。

本发明的第十二个方面,是通过提供根据本发明的第十一个方面,而实现的,其中所述预定范围是这样的,即使得所述基本频率处于 15 和 30Hz 之间。

本发明的第十三个方面,是通过提供一种风扇单元而实现




的，该风扇单元包括：一个风扇；用于驱动所述风扇的电动机；用于向所述电动机提供通电电流的交流电源；一个切换电路，它导通和关断来自所述交流电源的通电，以对所述马达进行通电和断电；以及一个驱动单元，用于控制所述切换电路的导通和关断，从而改变通电和断电周期之间的比值；所述驱动单元，通过以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位来改变所述通电周期或断电周期或两者，来改变对电动机的通电率；所述通电和断电周期之间的比值是这样设定的，即使得在所述驱动单元控制的通电率的高范围中，所述切换电路被导通和关断的模式处于4至2个周期的范围内。

本发明的第十四个方面，是通过提供根据本发明的第十一、十二或十三个方面的风扇单元，而实现的，其中用于支持电动机的装置具有不大于100Hz的固有频率。

本发明的第十五个方面，是通过提供根据本发明的第十一、十二或十三个方面，而实现的，它具有适当的结构，从而使一个轴向力被加在电动机的轴上。

本发明的第十六个方面，是通过提供一种电动机驱动控制方法来实现的，该方法将通电电流从一个交流电源提供给一个电动机，并通过一个切换电路来导通和关断来自所述交流电源的通电，从而使所述电动机通电和断电，而所述电动机的速度是通过改变所述通电和断电周期之间的比值而受到控制的。其改进在于所述通电周期或所述断电周期或这两者，以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位，受到了多次的随机改变，且所述多次的平均被用来获得所希望的通电率，从而控制了所述电动机的速度。




本发明的第十七个方面,是通过提供控制一种电动机驱动单元的方法而实现的,该电动机驱动单元包括:过零电压检测电路,用于检测来自交流电源的电压是否处于过零;以及,一个切换电路,用于进行通—断控制,以在交流电源对一个电动机的通电和断电之间进行切换,且它通过改变交流电源对所述电动机的通电和断电时间之间的比值,来控制电动机的速度。该改进在于,借助所述切换电路,能够使通电开始的定时与所述交流电源电压的过零点的定时相一致,并能够使通电结束的定时与通电电流的过零点相一致,且通过以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位随机改变所述通电时间或所述断电时间或这两个时间,获得了所希望的通电率。

本发明的第十八个方面,是通过提供根据本发明的第十六或第十七个方面而实现的,其中通电周期或断电周期或这两个周期,或者通电时间或断电时间或者这两个时间,以所述交流电源的循环周期的一半的整数倍为单位,受到了随机改变,且其中随机获得的数值和通过将随机获得的所述数值加到预定值上或从所述预定值减去所述随机获得的数值而获得数值,被结合起来,以获得所希望的通电率。

本发明的第十九个方面,是通过提供根据本发明的第十六或第十七个方面的控制方法而实现的,其中通电周期或断电周期或者两种周期,或者通电时间或断电时间或者两种时间,以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位,而受到随机改变,且其中该随机获得的数值是从预定范围内的数值中选出的。

本发明的第二十个方面,是通过提供根据本发明的第十六或




第十七个方面的控制方法而实现的，其中通电周期或断电周期或者两种周期，或者通电时间或断电时间或者两种时间，以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位，而受到随机改变，且其中该随机获得的数值是从处于预定范围中的数值中选出的，并随后受到处理以进行一定的变化。

本发明的第二十一个方面，是通过提供根据本发明的第十六至第二十个方面中的任何一个方面而实现的，其中通电和断电周期或通电和断电时间都与一个整数相乘，以增大随机数出现的模式的数目。

本发明的第二十二个方面，是通过提供根据本发明的第十六至第二十一个方面中的任何一个方面而实现的，其中通电和断电周期或通电和断电时间，都受到了随机控制。

本发明的第二十三个方面，是通过提供根据一种电动机单元来实现的，该电动机单元包括：一个电动机；一个向所述电动机提供通电电流的交流电源；一个切换电路，借助它导通和关断来自所述交流电源的通电，以使电动机受到通电和断电；以及，一个驱动单元，它控制所述切换电路的导通和关断，从而改变通电和断电周期之间的比值；所述驱动单元，以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位对所述通电周期或所述断电周期或这两种周期进行多次的随机改变；且所述多次的平均被用来获得所希望的通电率，以控制所述电动机的速度，而该电动机是一个单相电动机，它具有主绕组和将要经过一个电容而受到通电的辅助绕组。

本发明的第二十四个方面，是通过提供一种电动机单元而实现的该电动机单元包括：一个电动机；一个向所述电动机提供通电电流的



交流电源；一个切换电路，借助它导通和关断来自所述交流电源的通电，以合该电动机受到通电和断电；以及，一个驱动单元，它控制所述切换电路的导通和关断，以改变通电和断电周期之间的比值；所述驱动单元，以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位，多次随机改变所述激励周期或所述去激励周期或这两种周期；且所述多次的平均，被用来获得所希望的通电率，从而控制所述电动机的速度，该电动机具有与一个绕组相连的多触点抽头引线，从而使它能够根据所希望的通电率的值而有选择地使用。

操作：

在本发明的第一个方面，借助一个可控硅，能够使通电开始的定时与交流电源的过零点的定时相一致，并能够使通电结束的定时与一个通电电流的过零点相一致；另外，通电时间被固定在等于或两倍于电源周期的值，而断电时间以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位而受到改变。由于 ON 周期能够被固定在一个较小的周期数，ON 周期数目能够被减小，从而使 ON—OFF 周期的基本频率能够被设定在一个足够高的值，以抑制在 ON—OFF 操作时产生的振动力引起的振动的幅度。

在本发明的第二个方面，通电率的多个模式被结合起来，以获得所希望的通电率，其中这多个模式是通过以所述交流电源的循环周期的一半的整数倍为单位来改变断电时间，同时将通电时间固定在等于或两倍于所述电源周期的值，而获得的。这种技术对于以微调的方式控制电动机速度，是有效的。

在本发明的第三个方面，借助一个可控硅，能够使通电开始的定时与一个交流电源电压的过零点的定时相一致，并使通电结



束的定时与一个通电电流的过零点相一致；另外，等于通电和断电时间之间的比值的多个模式，被结合起来。由于这对于分散 ON—OFF 周期的基本频率是有效的，因而能够降低由于在 10Hz 附近的频率的重复 ON—OFF 操作而引起的连续声音。分散 ON—OFF 周期的基本频率，对于分散力矩脉动中的起主导作用的特定频率也是有效的，从而降低了不希望的磁声的产生。

在本发明的第四个方面，交流电源对电动机的主绕组（而不是辅助绕组）的通电时间与断电时间之间的比值是变化的；因此，在马达轴在通电的导通或关断期间产生显著振动时出现的异常“敲打”声，得到了抑制。

在本发明的第五个方面，通过以一个交流电源的周期的一半的整数倍为单位来改变断电或通电周期，且同时该通电或断电周期被固定在一个预定值—该预定值是该交流电源的该交流电源的周期的一半的整数倍。这对于降低电动机可能产生的 $2f$ 力矩脉动，是有效的。

根据本发明的第六个方面，当通过以一个交流电源的周期的一半的整数倍为单位来改变断电或通电周期，并同时 will 将通电或断电周期固定在一个预定值—该预定值是所述交流电源的周期的一半的整数倍，而控制电动机速度时，该预定值以这样的方式受到选择，即在对电动机的通电率高的范围内，切换电路被导通或关断的基本频率处于至少 15Hz。其结果，防止了在转速增大时产生连续的声音。

在本发明的第七个方面，根据至少两种预定值的通电率的多个模式，被结合起来，以获得所希望的通电率。这使得能够以微调



控制的方式来进行操作。

在本发明的第八个方面，通过以一个交流电源的周期的一半的整数倍为单位来改变断电或通电周期，并同时将该通电或断电周期固定在一个预定值—该预定值是该交流电源的周期的一半的整数倍，而使电动机速度得到了控制，但在此情况下，多个模式，按照至少两种预定值而受到设定，且这多个模式等于通电和断电周期之间的比值，且相应的模式依次得到选择。

在本发明的第九个方面，提供了多个模式，用于获得相同的通电率，该通电率等于通电和断电周期之间的比值，且从所述多个模式中选择出一个特定的模式。这种方法，在结合各种电动机和驱动单元方面，提供了自由度。

在本发明的第十个方面，能够作为预定的模式，来选择一个模式，以在电动机运行期间产生小的噪声或振动，从而使运行能够在最佳的条件下进行。

在本发明的第十一个方面，通过以一个交流电源的周期的一半的整数倍为单位，来改变通电周期或断电周期或者两种周期，来改变电动机速度，另外，通电和断电周期之间的比值，是以这样的方式设定的，即在受到控制的速度的高速范围里，切换电路导通或关断的基本频率处于预定范围中。

在本发明的第十二个方面，切换电路被导通或关断的基本频率在 15 和 30Hz 之间。

在本发明的第十三个方面，通电和断电周期之间的比值以这样的方式得到设定，即使得其中切换电路受到导通和关断的模式，在受到控制的高通电率范围内，处于从 4 至 2 个周期的范围



内。

在本发明的第十四个方面,用于支持电动机负载的系统具有不大于 100Hz 的自然频率。

在本发明的第十五个方面,一个风扇单元具有这样的构造,即将一个轴向力加到电动机的轴上。

在本发明的第十六个方面,通过以该交流电源的周期的一半的整数倍为单位,来随机改变通电周期或断电周期或者两种周期,而改变通电和断电周期之间的比值;这对于分散 ON—OFF 周期的频率是有效的。

在本发明的第十七个方面,借助一个切换电路,能够使通电开始的定时与一个交流电源电压的过零点的定时相一致,而且使通电结束的定时与一个通电电流的过零点相一致;另外,通电的模式,通过以交流电源的周期的一半的整数倍为单位,来随机改变所述通电时间或所述断电时间或这两个时间,而受到改变。这对于分散基频是有效的。

根据本发明的第十八个方面,通电周期或断电周期或者两种周期,或者通电时间或断电时间或者两种时间,以交流电源的周期的一半的整数倍为单位,而得到随机改变,且通过把随机获得的数值,与通过将所述随机获得的数值加到一个预定值上或通过从所述预定值中减去所述随机获得的数值而获得的数值相结合,能够方便地获得一个所希望的通电率。

在本发明的第十九个方面,通电周期或断电周期或者两种周期,或者通电时间或断电时间或者两种时间,以交流电源的周期的一半的整数倍为单位,而得到随机改变,且该随机获得的

数值是从能够提供所希望的通电率的预定范围中的数值中选出的。

在本发明的第二十个方面，通电周期或断电周期或者两种周期，或者通电时间或断电时间或者两种时间，以交流电源的周期的一半的整数倍为单位，而得到随机改变，且随机获得的数值是从一个预定范围中的数值中选出的，并与一个系数相乘，以提供一定的改变，从而给出随机数变量的效果。

在本发明的第二十一个方面，通电和断电周期，或者通电和断电时间，被乘以一个整数，以增大用于产生随机数的模式的数目，从而保证它们将不会变成单调的。

在本发明的第二十二个方面，通电和断电周期，或者通电和断电时间，受到了随机控制，以获得所希望的通电率。

在本发明的第二十三个方面，在通电周期或断电周期或者两种周期中的多个随机改变的平均，被用来获得所希望的通电率，以控制单相电动机的速度。

在本发明的第二十四个方面，采用了一个电动机，它具有与绕组相连的一个多触点抽头引线，以使它能够根据所希望的通电率的值，而有选择地得到采用，从而保证了在从低至高值的整个运行频率范围内对振动的有效衰减。

图 1 是电路图，显示了根据本发明的例 1 的电动机驱动单元；

图 2 显示了各种波形，以显示本发明的例 1 的电动机驱动单元；

图 3A 和 3B 显示了存储在本发明的例 1 的电动机驱动单元中的电子控制电路中的存储变换图的内容；



图 4 显示了一个电流的波形,该电流是当一个电动机借助例 1 的驱动单元并根据一个模式受到驱动时实际流过该电动机的主绕组的电流,且该模式由 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期组成;

图 5 显示了噪声的一个功率谱,该功率谱是当模型 A 的电动机根据一个模式而受到例 1 的驱动单元的驱动时实际发生的功率谱,且该模式由 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期组成;

图 6 显示了一个电流的波形,该电流是当一个电动机根据一个模式而受到例 1 的驱动单元的驱动时实际流过该电动机的主绕组的电流,且该模式由 2 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期组成;

图 7 显示了显示了噪声的一个功率谱,该功率谱是当模型 A 的电动机根据一个模式而受到例 1 的驱动单元的驱动时实际发生的功率谱,且该模式由 1 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期组成;

图 8 显示了噪声的一个功率谱,该功率谱是当模型 B 的电动机根据一个模式而受到本发明的例 1 的驱动单元的驱动时实际发生的功率谱,且该模式由 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期组成;

图 9 显示了噪声的一个功率谱,该功率谱是当模型 B 的电动机根据一个模式而受到本发明的例 1 的驱动单元的驱动时实际发生的功率谱,且该模式由 1 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期组成;

图 10 显示了当模型 A 的电动机在比较例中受到现有技术的相位控制方法的驱动时所实际发生的噪声的功率谱;

图 11 显示了一个电动机电流波形,它是比较例中的电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;

图 12 显示了一个电动机电流波形,它是比较例中的电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;



图 13 显示了一个主绕组电流波形,它是比较例中的电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;

图 14 显示了一个辅助绕组电流波形,它是比较例中的电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;

图 15 显示了一个转子速度波形,它是电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;

图 16 显示了一个电动机力矩波形,它是对比较例中的电动机的驱动的模拟结果,其中主绕组受到了现有技术的相位控制;

图 17 显示了一个电动机电流波形,它是本发明的例 1 的电动机的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 18 显示了一个电动机电压波形,它是本发明的例 1 的电动机的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 19 显示了一个主绕组电流波形,它是本发明的例 1 的电动机的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 20 显示了一个辅助绕组电流波形,它是本发明的例 1 的电动机的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 21 显示了一个转子速度波形,它是本发明的例 1 的电动机的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 22 显示了一个电动机力矩波形,它是本发明的例 1 的电动机



的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式进行的;

图 23 显示了图 16 所示的电动机力矩波形的功率谱的计算结果;

图 24 显示了图 22 所示的电动机力矩波形的功率谱的计算结果;

图 25 显示了一个主绕组电流波形,它是采用本发明的方法对电动机进行的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 1 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期的模式进行的;

图 26 显示了一个电动机力矩波形,它是采用本发明的方法对电动机进行的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 1 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期的模式进行的;

图 27 显示了一个主绕组电流波形,它是采用本发明的方法对电动机进行的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 4 个 ON 周期和 8 个 OFF 周期的模式进行的;

图 28 显示了一个电动机力矩波形,它是采用本发明的方法对电动机进行的驱动的模拟结果,其中该驱动是按照 4 个 ON 周期和 8 个 OFF 周期的模式进行的;

图 29 显示了图 26 所示的电动机力矩波形的功率谱的模拟结果;

图 30 显示了图 28 所示的电动机力矩波形的功率谱的模拟结果;

图 31 显示了振动力最终产生噪声的机制,且它提供了本发明的运行原理的基础;



图 32 显示了一个电动机电矩波形的功率谱的模拟结果，其中该电动机电矩波形是在采用本发明的方法的电动机驱动期间发生的，其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 1 个 OFF 周期的模式进行的；

图 33 显示了一个电动机电矩波形的功率谱的模拟结果，其中该电动机电矩波形是在采用本发明的方法的电动机驱动期间发生的，其中该驱动是按照 4 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期的模式进行的；

图 34 显示了一个电动机电矩波形的功率谱的模拟结果，其中该电动机电矩波形是在采用本发明的方法的电动机驱动期间发生的，其中该驱动是按照 2 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期的模式进行的；

图 35 显示了一个电动机电矩波形的功率谱的模拟结果，其中该电动机电矩波形是在采用本发明的方法的电动机驱动期间发生的，其中该驱动是按照 3 个 ON 周期和 3 个 OFF 周期的模式进行的；

图 36 显示了存储在本发明的例 2 的电动机驱动单元中的电子控制电路中的存储变换图的内容；

图 37 显示了一个主绕组电流波形，它是用本发明的例 3 的驱动单元对电动机进行的驱动的模拟结果，其中采用了三不同的模式的结合，而这些模式将产生相同的通电率；

图 38 显示了噪声的功率谱的模拟结果，该噪声是由用来产生图 37 所示的波形的驱动模式产生的；

图 39 显示了本发明的例 4 的电路配置；

图 40 显示了一个力矩波形，它是由根据 1.5 个 ON 周期和 3 个 OFF 周期的模式进行的驱动产生的；

图 41 显示了 ON 周期数目与电动机的转速之间的关系；

图 42 显示了用于低频脉动的电路配置，其中在电动机上提供



了一个额外的绕组;

图 43 显示了例 4 的一个修正的电路配置, 其中额外的绕组带有外电阻;

图 44 显示了根据本发明的例 5 的控制电路的配置;

图 45 显示在本发明的例 5 中当风扇电动机被通电时产生的波形;

图 46 是流程图, 描述了在本发明的例 5 中用于控制随机改变的通电时间的装置;

图 47 是流程图, 描述了在本发明的例 5 中用于控制随机改变的断电时间的装置;

图 48 显示了一个波形, 它是当一个风扇电动机以受到图 46 描述的装置的控制的随机改变的通电时间而受到通电时产生的;

图 49 是流程图, 描述了在本发明的例 6 中用于控制随机改变的通电时间的装置;

图 50 是流程图, 描述了在本发明的例 6 中用于控制随机改变的断电时间的装置;

图 51 显示了一个波形, 它是当一个风扇电动机以受到图 49 描述的装置的控制的随机改变的通电时间而受到通电时产生的;

图 52 是本发明的例 8 中的随机通电的情况的流程图;

图 53 是本发明的例 8 中的随机断电的情况的流程图;

图 54 显示了一个波形, 它是当一个风扇电动机以随机改变通电和断电时间受到通电时产生的, 而这些时间都按照图 52 和 53 所示的流程图而受到控制;

图 55 是流程图, 描述了在本发明的例 9 中用于控制随机改

变的通电的装置;

图 56 是流程图, 描述了在本发明的例 9 中用于控制随机改变的断电的装置;

图 57 显示了一个波形, 它是当一个风扇电动机以受到图 55 描述的装置的控制的随机改变的通电而受到通电时产生的;

图 58 显示了一个电路的配置, 该电路用于通过在本发明的例 10 中的绕组上设置抽头而对电动机的转速进行控制;

图 59 是电路图, 显示了现有技术的电动机驱动单元;

图 60 显示了各种波形, 以显示现有技术情况 1 的电动机驱动单元;

图 61 显示了各种波形, 以显示现有技术情况 2 的电动机驱动单元; 且

图 62 显示了现有技术情况 2 的电动机驱动单元中的电子控制电路中存储的存储变换图的内容。

例 1

现在详细描述本发明的一个例子。

图 1 显示了根据本发明的一个例子的电路配置, 用于控制一个风扇电动机。参见图 1, 标号 1 表示一个风扇电动机, 就象在图 59 所示的现有技术中那样, 但其组成元件在图 1 中得到详细显示; 标号 40 表示一个转子, 42 是主绕组, 44 是辅助绕组, 且 46 是一个电容。图 1 中的其他部件与图 59 中的相同。

100V 交流电源 1 向风扇电动机 2 上的主绕组 42 和辅助绕组 44 提供电力。由于辅助绕组 44 通过电容器 46 而受到通电, 流过辅助绕组 44 的电流的相位超前于流过主绕组 42 的电流的相位,



且在转子 40 的周围产生了一个旋转磁场。转子 40 是鼠笼式转子，它具有一个通过铸造而固定在铝中的铁芯，且与周围旋转磁场的相交，产生了感应电流的流动，使转子以小于磁场的转速转动。

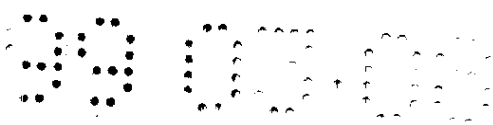
对主绕组 42 的通电，可以通过导通或关断三端双向可控硅开关 27，而进行控制。因此，在例 1 中，三端双向可控硅开关 27 以这样的方式作用在风扇电动机 2 上，即它只对主绕组的通电进行通—断控制，而不是象在图 59 所示的现有技术中那样对主和辅助绕组的通电一起进行控制。

检测的操作细节，例如加到主绕组 42 上的电压是否处于过零点，和借助三端双向可控硅开关 27 的导通或关断而对主绕组 42 的通电或断电所进行的控制的细节，与现有技术中的相同，因而不需要进行描述。

例 1 假定采用三端双向可控硅开关 27 作为用在切换电路中的可控硅，但这不是本发明的唯一情况，且可以采用能够控制交流开关的导通功能的任何开关，例如可控硅、可控硅与二极管的结合、以及固态继电器。

为了讨论的目的，由一个可控硅以这样的方式实现的通—断控制被称为“低频脉动”，即该方式产生了一个电流波形，该波形由一或两个正弦波组成。在此方面，应该注意的是，所产生的电流波形，由于流过绕组的电流的时间常数，有时会偏离理想的正弦波形。

图 2 显示了通过根据本发明的例 1 执行这种“低频脉动”而产生的输出波形，该例 1 是由图 1 所示的电路实施的；且图 3A 和



3B 显示了存储在电子控制电路中的存储变换图的内容。参见图 2, 标号 50 表示流过主绕组 42 的电流的波形, 标号 51 表示流过辅助绕组 44 的电流的波形, 标号 29 表示在微计算机 13 的输入端 P3 处提供的过零信号的波形 (该输入波形与现有技术中获得的波形相同), 标号 30 表示在微计算机 13 的输出端 P4 处产生的输出的波形。

微计算机 13, 借助已经描述的过零信号, 计数周期的数目, 且其进行输出的方式如下: 它与过零信号相同步地将输出端 P4 从“L”切换到“H”, 且当随后过去了预定时间之后, 微计算机将输出端 P4 从“H”切换到“L”。

现在更详细地描述该过程, 假定主绕组 42 将要经过给定数目的周期的通电。首先, 输出端 P4 与过零信号同步地从“L”被切换到“H”。当随后过去了特定的时间—例如 6ms—之后, 输出端 P4 从“H”被切换到“L”。6ms 的时间间隙由微计算机 13 中的一个内装定时器确定。过零信号以 8.3ms (当电源频率为 60Hz 时) 或 10ms (当电源频率为 50Hz 时) 的周期产生, 因而当在输出端 P4 从“H”被切换到“L”之后过去了 2.3ms 或 4ms 时, 过零信号重新被送进微计算机 13; 与这一输入同步地, 输出端 P4 再次从“L”被切换到“H”, 且在此 6ms 之后, P4 被从“H”切换到“L”。这种脉冲输出, 以等于所要求的通电周期数目的两倍的数目, 被相继地提供 (因为过零信号是每半个周期被输入一次的)。

“所要求的通电周期数”指的是当前的 ON 周期数; 且如果可控硅向主绕组提供电流的话, 它也应该包括通过主绕组的电流; 或者如果可控硅向电动机或主和辅助绕组的公共端提供电流的话,



它也应该包括提供给电动机的电流。

简要地说，如果目的是提供所希望的转数，则通—断模式被这样地设定，即使得所述的目的能够实现，且能够确定所需要的通—断周期数。如已经描述的，三端双向可控硅开关 27 的栅极响应于输出端 P4 处的“H”信号而受到触发。如已经描述的，该栅极触发信号在 6 ms 中关断，但该三端双向可控硅开关栅极每当过零信号出现时都被重新触发；因此，只要来自端 P4 的输出脉冲保持在“H”，三端双向可控硅开关 27 就导通且主绕组 42 得到激励。为了对主绕组 42 进行去激励，可以将输出端 P4 保持在“L”电平，即使输入了过零信号。OFF 周期数目，由过零信号计数。

为了使风扇电动机 2 具有由控制因素（例如空调机中的热交换器的温度）确定的转数，主绕组 42 根据在一个存储变换图（例如如图 3A 中所示的）中的模式而受到通电。在存储变换图中的可应用的模式是这样的，即在 ON 周期的数目固定在一定值的情况下，OFF 周期的数目得到调节，以提供所希望的转数。如果驱动模式的通电周期（ON 周期数目）是 4 或 5，则通—断周期的基本频率将减小。如果选择了一个 4 个 ON 和 2 个 OFF 的模式，则通—断周期的基本频率是 10Hz，且通—断周期的重复会被听觉器官感觉到，即连续或间断的声音。然而，如果通—断周期的基本频率约为 20Hz，通—断周期的重复将作为连续的声音而被听见。因此，通过采用有意增大通—断周期的基本频率的低频脉动技术，间断的“嚓嚓”能够被衰减到这样的程度，即它们将变得连续，并与风的声音混合在一起，而使得其不再刺耳。

因此，最佳的基本频率在 20Hz 或其附近，且电动机操作将处于



听觉范围内更高的频率,而在低频将产生连续的声音。

辅助绕组 44 始终受到通电。通电率 α 由以下的公式计算:

$$\alpha = 1/2 (\text{Non} / (\text{Non} + \text{Noff}) + 1) \times 100 (\%)$$

其中 Non 是 ON 周期数目,且 Noff 是 OFF 周期数目。

在例 1 中,系统是这样的,即只有主绕组 42 受到通电的通—断控制,且由于磁铁中心偏移产生的轴向振动,被减小到当主绕组 42 和辅助绕组 44 都受到通电的通—断控制时产生的值的一半左右,且这使得“敲打”声得到了衰减。

图 3A 中给出的转数的数据,是通过用封装空调机的装于天花板上的机盒进行测试,而获得的实际测量结果。显然,空调机产生的风的速度,可以被控制在四个范围中,即高、中、低和微风。

从图 3A 还可以看到,当通电率为 75% 或更高时,通—断周期的基本频率不小于 15Hz,且高得足以对现有技术情况 2 中产生的 10Hz 连续声音进行衰减。换言之,连续声音的频率被增大到这样的程度,即使得它能够被听觉器官感觉成连续的,从而产生了质量得到改善的声音。

在图 3A 的情况下,ON 周期数目被固定在值 2。如果 ON 周期的数目,象在图 3B 的情况下那样,被固定为 1,则在给定的通电率,通—断周期的基本频率加倍,且能够在整个通电率范围中保证至少 20Hz 的频率,从而有助于对连续声音的进一步衰减。

虽然前述描述假定采用了在商用频率运行的电源,且 ON 周期的数目被固定在 1 或 2,但应该理解的是,也能够采用其他的实施例,只要它们在抑制噪声和振动(例如通过衰减连续声音)方面是有效的。重要的是,在将通电(或断电)周期的数目被固定在



等于一个交流电源的周期的一半的整数倍的特定值,并以该交流电源的周期的一半的整数倍为单位改变断电(或通电)周期的数目的情况下,控制电动机的速度。


在一个最佳实施例中所述特定值是这样选择的,即使得切换电路被导通或关断的基本频率,在电动机的激励率为75%或更高的范围中,至少为15Hz。

例 1—1

一个封装式空调机的装于天花板上的机盒(模型 A),按照图 3A 所示的模式中的一个(即 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期),而受到驱动。对流过主绕组的电流的实际测量结果和噪声电平,分别被显示在图 4 和 5 中。该马达的转速为 428 rpm。

图 4 显示了流过电动机的主绕组的电流的暂态波形,该电动机在 60Hz 的电源上运行,并受到按照 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式的通电控制。图 5 显示了当电动机受到图 4 所示的主绕组电流波形的驱动时产生的噪声的功率谱;在 120Hz 处有一个 18.7d B(A) 的噪声峰值。在整个频带上的总体或累积噪声电平,为 34.69 dB(A)。

在另一个实施例中,按照 1 个 ON 周期和 2 个 OFF 周期的模式,对相同的机盒(cassette)(模型 A)进行驱动,而该模式将产生与 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期的模式所产生的激励率相同的激励率。所产生的流过主绕组的暂态波形和噪声的功率谱,分别被显示在图 6 和 7 中。电动机的转速为 426 rpm,它实际上与在第一个实验中获得的 428rpm 相同;其理由是,在通电率相同的情况下,产生的力矩相似,而产生了大体相同的转速。在图 7 的功率谱



中的噪声峰值,是在120Hz处的21.2 dB(A)。总体值是34.96 dB(A)。

显然,按照2个ON周期和4个OFF周期的模式驱动的电动机,它所产生的磁声,比按照1个ON周期和2个OFF周期的模式进行驱动的电动机所产生的磁声弱,因为其机械构造的共振受到了衰减。

例1—2

封装空调机的另一种装于天花板上的机盒(模型B)—它具有不同于模型A的机械构造—按照两种不同的模式而受到驱动,一个由2个ON周期和4个OFF周期构成,且另一个由1个ON周期和2个OFF周期构成。在这两种情况下产生的噪声的功率谱,分别被显示在图8和9中。图8显示了当该机盒受到图4所示的主绕组电流波形的驱动时产生的噪声的功率谱;在80Hz处有一个18.0 dB(A)的噪声峰值。图9显示了当该机盒受到图6所示的主绕组电流波形的驱动时产生的噪声的功率谱;在164Hz处有一个11.0 dB(A)的噪声峰值。电动机的转速,在图8的情况下为360 rpm,且在图9的情况下为375 rpm。

显然,按照1个ON周期和2个OFF周期的模式而受到驱动的电动机,其产生的磁声,比按照2个ON周期和4个OFF周期的模式受到驱动的电动机所产生的要弱,因为其机械结构的共振受到了衰减。

模型A和B的机械结构的不同,在于电动机支撑基板的形状、风扇的尺寸和其构成材料(模型A采用了金属风扇,而模型B采用了塑料风扇)。



比较例

模型 A 的机箱, 通过进行如现有技术情况 1 的相位控制, 而受到驱动, 且在图 10 中显示了所产生的噪声的功率谱。在 120Hz 处有一个 30.6 dB (A) 的噪声峰值, 它比图 5 中的对应值高 11.9 dB (A)。总体值为 36.14 dB (A)。

图 11 至 16 显示了在比较例中获得的波形, 它是通过在主绕组受到如现有技术情况 1 的相位控制的条件下模拟风扇电动机的驱动, 而获得的。标号 60 表示提供给电动机的电流波形; 标号 61 表示提供给电动机上的主绕组的电压波形; 62 表示流过该主绕组的电流波形; 63 表示流过辅助绕组的电流波形; 64 是转子速度的波形曲线; 且 65 是电动机转矩的波形曲线。

为了进行现有技术情况 1 的相位控制, 三端双向可控硅开关 27 (见图 59 所示的传统电路配置) 被导通和关断, 从而使在其他情况下将产生正弦波形的 100V 交流电源以这样的方式受到驱动, 即这些波形具有适当的形状, 以产生如图 11 中的 60 表示的电动机电流波形。当三端双向可控硅开关 27 被接通时, 在主绕组上的电压的波形 61, 在例如 0.055 秒的一定时间内, 从 0V 急剧上升到 280V, 且这是由电动机转矩波形 65 的急剧上升引起的。因此, 响应于三端双向可控硅开关 27 的接通, 电动机转矩急剧改变, 以产生一个振动力, 而该振动力被传递到结构组件上而产生噪声。

在图 17 至 22 中, 显示了对相同的电动机风扇驱动进行模拟而获得的结果, 该驱动是通过进行根据本发明的“低频脉动”而进行的。图 17 所示的低频脉动的模式, 由 2 个 ON 周期和 4 个 OFF 周期组成 (以下有时称为“2 ON, 4 OFF”)。转子速度在稳定状态下

为 34 rad/sec, 而不论是进行相位控制(图 11 至 16)还是低频脉动(图 17 至 22)。在根据本发明的低频脉动中, 三端双向可控硅开关 27 在 0V 的电源电压导通。在传统的相位控制方法中, 三端双向可控硅开关 27 的导通, 使得电动机电流波形 60 和电动机转矩波形 65 都从下降急剧变为上升, 从而在例如 0.055 秒的一定时间里产生了很大的振动力(见图 11 和 16)。

在根据本发明的低频脉动中, 三端双向可控硅开关 27 在例如 0.1 秒的预定时间中导通, 而电动机电流波形仍然处于上升斜率上升过程中; 类似地, 电动机转矩波形 75(见图 22)仍然处于上升且其斜率增大了几倍; 显然, 该改变比在图 16 中在 0.055 秒的时间中发生的改变的急剧程度要小。电动机转矩这种减小的变化—它出现在三端双向可控硅开关 27 导通之后, 是根据本发明的低频脉动能够实现有效衰减的第一个机制。

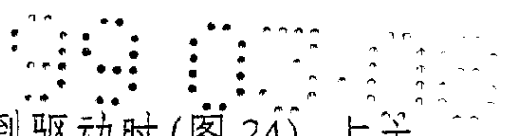
当三端双向可控硅开关 27 被关断时, 在这两种方法中产生的振动力类似, 如通过比较图 16 中 0.055 秒处的尖锐的转矩变化和图 22 中在 0.13 秒处的尖锐转矩变化所能够看见的。

现在比较三端双向可控硅开关 27 在单位时间里被导通和关断的次数。在图 11 至 16 所示的传统相位控制中, 三端双向可控硅开关 27 以商用频率(60Hz)的两倍的频率被导通和关断, 因此, 它不仅以 120Hz 的频率被导通, 而且还以该频率被关断, 而在图 17 至 22 所示的根据本发明的低频脉动中, 该三端双向可控硅开关不仅以 10Hz 的频率被导通, 而且还以该频率被关断。在一个频带中的该振动力, 在比商用频率高的频率处, 对噪声的产生有更大的贡献, 且该振动力受到在三端双向可控硅开关 27 被导通和

关断时产生的转矩脉动的很大影响。与传统的相位控制相比，根据本发明的低频脉动使三端双向可控硅开关 27 能够以单位时间内更小的次数导通和关断（在所考虑的例子中，为现有技术中三端双向可控硅开关被导通和关断的次数的 1/12），因而提供了有效的衰减效果。

在图 23 和 24 中，分别显示了为图 16 所示的电动机转矩波形 65 和图 22 所示的电动机转矩波形 75 计算的功率谱。各图中的纵轴为功率谱的常用对数乘以十，它随后用具有噪声特性 A 的电路进行了校正。如一般所知道的，具有特性 A 的校正电路是进行人类听觉器官的频率加权的滤波器。一个声音电平计与具有麦克风输出的简单放大器的不同，在于它具有内装的电路，用于提供归一化的、经过听觉器官校正的特性。它是包括电阻和电容结合的电子电路，用于保证从麦克风至该声音电平计的所有部分的总体频率特性与听觉器官的特性相近似。在日本，为声音电平计指定了两种特性 A 和 C（特性 B 根据 JIS 是可选的）；另外还提供了带有用于飞机噪声测定的特殊用途或带有在宽范围内平坦的特性的特性 D 的某些类型的声音电平计。在 Weight and Measure Act 中，噪声电平由特性 A 限定，且它是国际公认的，以用特性 A 进行所有的声音电平测量。

为了进行讨论，假定电源频率(f)为 60Hz。当电动机在相位控制（图 23）下受到驱动时，占主导地位的谱值出现在为 2f 的整数倍的频率（120Hz、240Hz、360Hz……）处，且它们为 -62dB（120Hz）、-60.4dB（240Hz）和 -64.6dB（360Hz）。在 1kHz 附近的频率处，例如在 970Hz，该谱值为 -75.8dB。



当电动机在根据本发明的低频脉动下受到驱动时(图 24), 占主导地位 的谱值出现在为 10Hz 的倍数的频率处。在所考虑的情况下, 低频脉动是 2—ON, 4—OFF 周期进行的, 每个周期包括 6 个 波长。由于电源频率是 60Hz, 可以理解的是, 占主导地位的谱值 出现在 10Hz 的倍数的频率处; 在 120Hz、240Hz 和 360Hz 处的值 分别是—75.4dB、—84.7dB 和—88.9dB。在 1kHz, 该谱值是— 104.0dB。

通过比较图 23 和 24, 可以明显地看出这两种电动机激励控制 方法的不同。低频脉动产生的谱值比相位控制方法产生的小 13. 4dB (在 120Hz)、24.3dB (在 240Hz 和 360Hz)、和 28.2dB (在 1kHz 或其他频率)。

在已经描述的实际的模型实验中, 在低频脉动中在 120Hz 处 测量到的噪声电平, 与在相位控制方法中的相应相差多达 11. 9dB (比较图 5 和 10)。由于在 120Hz 处的模拟差为 13.4dB, 因而 可以看出, 模拟的结果与实验结果完全符合。图 24 还显示出, 转 矩脉动的效果在 130Hz 处为最大; 然而, 如图 5 所示, 带有机械系 统的共振, 使实际的模型的部件在 120Hz 处产生了最大的噪声电 平。

因此, 前述的结果显示出, 低频脉动在抑制由于具有与 $2f$ 成 正比的频率的部件引起的振动和噪声方面, 比现有技术情况 1 的 相位控制方法更为有效。该低频脉动, 在大大降低高频范围中的 谱值方面, 是特别有效的, 因此, 从人类听觉范围内考虑, 它是一 个有力的工具。

图 25 和 26 分别显示了以流过主绕组的电流的波形和电动机

转矩的波形的 1—ON, 2—OFF 模式进行的驱动模拟的结果。图 27 和 28 分别显示了用流过主绕组的电流的波形和电动机转矩波形的 4—ON, 8—OFF 模式的模拟结果。由于这两个驱动模式产生相同的通电率, 因而转速大体上相同。

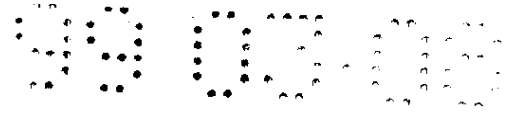
图 29 和 30 分别显示了图 26 和 28 所示的转矩波形的功率谱的模拟结果。图 29 显示了用 20Hz 的基本频率的 1—ON, 2—OFF 模式进行驱动的模拟结果, 该频率是 60Hz 的电源频率的 1/3。谱的峰值出现在 40Hz、60Hz、80Hz……处, 它们是 20Hz 的整数倍。在用特性 A 校正之后, 在 140Hz 处出现了一个—68.7dB 的最大峰, 且它比出现在 $2f (= 120\text{Hz})$ 处的一77.9dB 大 9.2dB。

图 30 显示了用 5Hz 的基本频率的 4—ON, 8—OFF 模式进行驱动的模拟结果, 该频率是 60Hz 的电源频率的 1/12。在 5Hz 的整数倍处, 即 5Hz、10Hz、15Hz、20Hz……, 出现了谱峰。在用特性 A 校正之后, 在 125Hz 处出现了一个—69.9dB 的最大峰, 且它比出现在 $2f (= 120\text{Hz})$ 处的一71.4dB 大 1.5dB。

表 1 显示了图 24、29 和 30 中的前三个转矩谱峰, 以及在 120Hz 处的谱值。

表 1

驱动模式	谱峰的频率/dB 值			120Hz 处的谱值 (dB)
	第 1	第 2	第 3	
1-ON, 2-OFF	140Hz/-68.7dB	160Hz/-73.5dB	100Hz/-74.2dB	-77.9dB
2-ON, 4-OFF	130Hz/-69.4dB	110Hz/-72.1dB	140Hz/-72.6dB	-75.4dB
4-ON, 8-OFF	125Hz/-69.9dB	115Hz/-70dB	120Hz/-71.4dB	-71.4dB



从表 1 可见, 转矩脉动的频率所驱动模式的变化很大。对于每一个驱动模式, 最大峰出现在这样一个频率处, 即该频率是有关的驱动模式的基本频率与 $2f (= 120\text{Hz})$ 相加的结果。第二峰, 在 1—ON, 2—OFF 模式中, 出现在 160Hz (160Hz 是基本频率 20Hz 的两倍与 $2f$ 相加的结果), 在 2—ON, 4—OFF 模式中出现在 110Hz (110Hz 是从 $2f$ 减去基本频率 10Hz 的结果), 且在 4—ON, 8—OFF 模式中出现在 115Hz (115Hz 是从 $2f$ 减去基本频率 5Hz 的结果)。

在 $2f (= 120\text{Hz})$ 处的转矩脉动, 在 1—ON, 2—OFF 模式中最小, 在 2—ON, 4—OFF 模式中次小, 在 4—ON, 8—OFF 模式中最大; 1—ON, 2—OFF 模式与 4—ON, 8—OFF 模式之差为 6.5dB 。

如上所述, 转矩脉动的频率特性随着驱动模式的变化是灵敏的, 因而通过根据将要在其上安装风扇电动机的机械结构的振动特性来选择适当的驱动模式, 就能够减小磁声。如图 31 所示, 风扇电动机的转矩脉动使相连的机械结构振动, 从而产生磁声, 因而, 如果它们的自然频率与转矩脉动的主频率 f 相一致, 机械结构的振动就会增大。换言之, 通过按照所用的机械结构来选择适当的驱动模式, 就能够避免不希望的机械共振, 从而衰减磁声。

在实际中, 低频脉动产生如图 22 所示的转矩波形 (4—ON, 8—OFF 模式) 和如图 26 所示的波形 (1—ON, 2—OFF 模式)。显然, 转矩波形形状的略微不同, 导致了转矩谱峰的主频率的不同。

例 1—3

现在将本发明的例 1—3 与现有技术情况 2 的驱动模式进行比较, 它们都被用来控制通过主绕组的电流。实际上, 主和辅助绕

组在现有技术情况 2 中都受到通—断控制；然而，为了能够对不同的激励模式进行比较，模拟是在一定的条件下进行的。

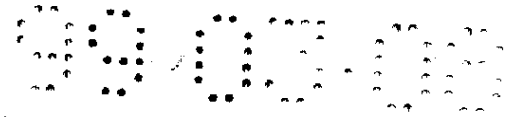
在模拟中所用的电动机和相关的机械结构，与用来获得图 23、24、29 和 30 所示的数据的相同。借助不同的激励模式，对电动机转矩的暂态波形进行了模拟，以确定转矩变化的谱，且其结果被显示在图 32 至 35 中。相应的驱动模式如下：2—ON, 1—OFF (图 32)；4—ON, 2—OFF (图 33)；2—ON, 2—OFF (图 34)；以及 3—ON, 3—OFF (图 35)。表 2 列出了各个谱中的前六峰的特性。图 32 至 35 和表 2 中所示的谱的 dB 值，是用特性 A 校正之后的值。

表 2

驱动模式	谱峰的频率/dB 值					
	第 1	第 2	第 3	第 4	第 5	第 6
2-ON, 1-OFF	120Hz/ -64.3dB	140Hz/ -66.5dB	100Hz/ -67.0dB	160Hz/ -69.6dB	60Hz/ -73.5dB	220Hz/ -74.5dB
4-ON, 2-OFF	120Hz/ -63.1dB	130Hz/ -67.0dB	110Hz/ -67.1dB	140Hz/ -72.1dB	170Hz/ -76.4dB	160Hz/ -76.7dB
2-ON, 2-OFF	135Hz/ -66.4dB	120Hz/ -68.6dB	105Hz/ -69.0dB	165Hz/ -73.2dB	150Hz/ -75.5dB	195Hz/ -76.0dB
3-ON, 3-OFF	120Hz/ -66.8dB	120Hz/ -67.4dB	110Hz/ -68.1dB	150Hz/ -74.0dB	140Hz/ -76.6dB	170Hz/ -76.9dB

图 32 和 34 显示了例 1—3 中实现的低频脉动的激励模式，且图 33 和 35 显示了现有技术情况 2 中所用的激励模式。将图 32 和 33 (67% 激励) 和图 34 和 35 (50% 激励) 进行比较，可以看出，在例 1—3 中出现的 120Hz 转矩脉动，比出现在现有技术情况 2 中的电平低 1.2 dB (A)。显然，ON 周期数目少，有助于抑制电容马达中的 2f 转矩脉动的产生。

虽然对本发明的例 1—3 和现有技术情况 2 进行了比较，以



显示本发明在转矩的频率特性方面的优越性，但还应该注意的
是，本发明在电动机的定子的转角和转子的轴向偏移方面，具有以
下的优点。一般地说，振动频率的增大，使得在振动力作用下的振
动幅度的减小，这是由于接收振动力的部件的质量的作用。因此，
在相同的振动力下，通过增大振动频率，可以减小振动的幅度。如
果振动的幅度减小，则不仅能够避免机械部件的响声和移动，而
且能够避免它们的间隙处的撞击和振动，从而减小了诸如“敲打
声”的异常声音。在例1—3中，ON周期数目被固定在2个，且通
过采用2—ON, 2—OFF模式，获得了50%的激励。在此情况下，
以ON—OFF周期计算的振动力的基本频率，是15Hz ($= 60\text{Hz}/4$)。
相比之下，在现有技术情况2中，各个通—断模式由6个周期
组成，且50%的激励是采用3—ON, 3—OFF模式获得的。在此情
况下，由ON—OFF周期计算的振动力的基本频率是10Hz ($60\text{Hz}/6$)。
因此，根据本发明，振动力的基本频率能够得到增大，以将振
动的幅度减小足够的程度，从而避免由于颤动而引起的撞击，从
而衰减了“敲打声”和其他异常的声音。

现在进行具体的讨论。在空调机的室内单元中的风扇电动机的
重量，由阴振橡胶进行支撑，以防止振动，且用于支撑电动机定子的
电动机框架经常沿着扭转的方向受到弹性支撑。电动机中产生的力矩
的反作用力，使电动机框架沿着扭转方向振动。此时，在振动频率高
于防振支撑系统的自然频率的区域中，振动的幅度一般与振动频
率的平方成反比。在所考虑的情况下， $(10\text{Hz}/15\text{Hz}) \times (10\text{Hz}/15\text{Hz}) = 1/2.25$ ，且振幅可以被减小到现有技术情况2中所实际
的值的1/2.25。本发明的这一优点，在电动机重量支撑系统的固有

频率被调节到 100Hz 或更低的情况下,是特别有益的。

还应该注意到,在电动机中,转子的轴向尺寸,相对于定子的轴向尺寸,有所偏离,因为制造时的精度不可避免地是较低的。这种缺陷通常被称为“磁铁中心偏移”,它在电动机中不仅产生力矩,而且还产生产生轴向振动力。如果转子或定子倾斜从而提供一个角度的缝,则不论磁铁中心是否被正确定位,都有轴向振动力的作用。转子沿着轴向的位置,由诸如锥形弹簧或适当装置保持,通过该保持系统的弹簧常数有时被设计得太低,以保证与轴承的寿命相平衡。在此情况下,电动机的振动频率变得高于该保持系统的固有频率,且由于上段中所述的机构,增大的振动力频率有助于衰减轴向的振动。值得特殊考虑的是电动机的轴部分。它由一个轴承和其他机械元件组成,因而如果振动的强度增大,在机械元件的间隙中会发生振动撞击,从而增大产生异常声音的可能性。因此,如果振动频率象在所考虑的例子中那样增大,就能够防止异常声音的产生。采用其中风扇的轴力作为轴向力而被直接传递到电动机的轴上的电动机设计,也能够实现这个优点。

例 2

现在描述本发明的另一个例子。为了抑制振动和噪声,ON 周期的数目被固定在 2 个,且 OFF 周期数目得到改变,以改变电动机的通电率。适合于这种目的的周期模式,可以按照例 2 中所述的方式应用。图 36 列出了在 ON 周期数目被固定在 2 的情况下,用各种周期模式获得的通电率的值。四个主模式 (1 至 4) 被结合起来,且各个这些模式中的 OFF 周期数目得到调节,以对通电率进行微调。图 36 中所示的这些结合只是例子,且可以采用类似的技

术来提供通电率的其他值。

例 3

现在描述本发明的又一个例子。这是低频脉动的一个例子，它是以这样的驱动模式进行的，即该驱动模式用于产生力矩脉动谱中较小的峰值。图 38 中显示了力矩谱峰的模拟结果，该力矩谱是当与例 1 中相同的电动机受到重复的三个不同模式的驱动时获得的，而这三个模式产生相同的通电率，即 1—ON/2—OFF、2—ON/4—OFF 和 4—ON/8—OFF 模式（见图 37）。如从图 38 可见，最大的转矩脉动由 140Hz 的频率分量产生，且其脉动电平为 -71.6dB。将图 24、29、30 和表 1 所示的力矩脉动的最大峰相比较，可见 -71.6dB 的脉动电平，比例 1 中的 1—ON/1—OFF 模式的最大值 -68.7dB 低 2.9dB，并比例 1 中的 4—ON/8—OFF 模式的最大值 -69.9dB 低 1.7dB。

参见表 1，可以看到，1—ON/2—OFF、2—ON/4—OFF 和 4—ON/8—OFF 模式，在略微不同的频率下产生谱峰。因此，通过依次按照这些模式来驱动电动机，可以使谱峰的频率得到足够的分配，以产生较小的谱值。

因此，通过将产生相同通电率的几个驱动模式结合起来，可以减小力矩和噪声和振动。

前面描述假定通电周期或断电周期（时间）的数目是电源周期的整数倍（例如 1、2、……）。然而，应该理解的是，这种周期可以是电源周期的一半的整数倍，例如 1.5、2.5、3.5……。一个例子是以 1.5—ON/3—OFF 的模式进行驱动，且图 40 显示了在此情况下将要产生的转矩波形的模拟结果。显然，该波形的性质介于

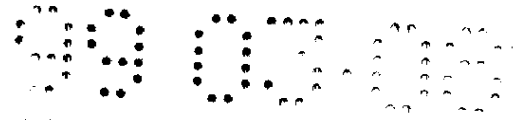


图 26 和 28 所示的波形之间，且通过通电电动机等于电源周期的一半的整数倍的周期的数目，可以获得令人满意的结果。

图 41 显示了当通电率 α 被保持在恒定值而 ON 周期数目改变时，电动机的转速是如何改变的。显然，1.5 个 ON 周期、2.5 个 ON 周期和 3.5 个 ON 周期都可以采用。

前面描述还假定采用带有电容的单相电动机。然而，应该注意的是，借助本发明的相同的原理，也可以采用多相电动机——它与单相电动机的不同之在于相位的数目——来达到相同的目的。

对于单相电动机的另一种结构，需要进行额外的描述。在前述的例子中，讨论是关于只在主绕组上进行通—断控制的情况的。然而，这不是本发明的唯一情况，且通过对主和辅助绕组都进行通—断控制，可以获得一定的优点。

例 4

该例子涉及将本发明应用到单纯的单相感应电机。图 39 显示了分相启动的单相感应电机。如所示，一个辅助绕组 44 经过启动开关 47 而与交流电源 1 相连。在启动时，辅助绕组 44 还受到通电，以产生一个启动力矩；然而，在启动起来之后，转速增大且所产生的离心力使启动开关 47 打开，且机器在只有主绕组受到通电的情况作为单纯的单相感应电机运行。三端双向可控硅开关 27 随后受到控制，以便以与电容电动机相同的方式进行速度控制。

空调机的另一个问题，是它们的室外单元在压缩机工作时由于脉动而产生可以听见的异常声音。这可以用几种方法来解决，以下是一种可以采用的方法。

以电动机一个额外绕组的形式，设置一个 L_0 抽头 (T 连接)。该

抽头不是用于速度控制的，而是用于把各个单元设定在公共的最小转速的。如果由于电动机正在制作因而额定的转速有待于确定，则抽头被设置在最小的转速处，该转速被设定得足够低，以留出安全余量。

图 42 中显示了用于实施这种方法的具体电路配置。以额外绕组的形式设置的一个 Lo 抽头 (T 形连接)，与一个固态继电器 62 相连。在一个 Hi 缺口和一个 Lo 缺口 61 之间的选择，借助固态继电器 62 进行。在传统上，用于全 (100%) 通电的控制从速度零开始；这不是采用 Lo 缺口 61 的脉动情况，但速度控制是在 Lo 缺口和 Hi 缺口 (全通电) 之间实现的，因而产生了较小的力矩脉动。力矩脉动比传统值降低了三分之一至一半，因而预期的噪声衰减为 6dB 至 10dB。

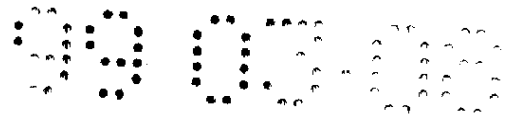
额外绕组可以装有外电阻，如图 43 的 49 所示。这种设计对于消除低频脉动期间的异常声音，也是有效的。

例 5

图 44 显示了根据本发明的又一个例子的、用于控制风扇电动机的电路配置。

关于加到主绕组 42 上的电压是否过零的检测的操作细节，和关于借助三端双向可控硅开关 27 的导通或关断而对主绕组 42 的通电或断电的控制的操作细节，与上述的相同。

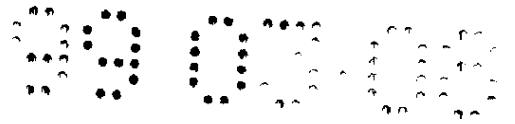
图 45 显示了，当风扇电动机受到通电时所产生的波形，这种通电是通过根据所考虑的例子来进行控制 (如能够用图 44 所示的电路实现的) 而获得的。参见图 45，标号 28 表示电源电压的波形；29 表示加到微计算机 13 的输入端 P3 上的过零信号的波形，且该



输入波形与在现有技术中获得的相同；标号 30 表示在微计算机 13 的输出端 P4 作为输出而产生的波形；且标号 31 表示流过风扇电动机的电流的波形。在所考虑的情况下，ON 和 OFF 周期是以该交流电源的周期的一半的整数倍来计数的。

微计算机 13 借助已经在上面描述的过零信号，来计数周期的数目，且它进行输出的方式如下：它与过零信号相同步地将输出端 P4 从“L”切换到“H”，且当预定时间过去以后，微计算机将输出端 P4 从“H”切换到“L”。

现在更具体地描述该过程，假定主绕组 42 将要被通电给定数目的周期的情况。首先，输出端 P4 与过零信号同步地被从“L”切换到“H”。当随后过去了一个预定时间（诸如 6 ms）时，输出端 P4 被从“H”切换到“L”。6 ms 的时间间隔，是由微计算机 13 中的内装定时器确定的。该过零信号以 8.3 ms（当电源频率为 60Hz 时）或 10 ms（当电源频率是 50Hz 时）的周期产生，因而当在输出端 P4 从“H”被切换到“L”之后 2.3 ms 或 4 ms 时，过零信号再次被送进微计算机 13；与该输入相同步地，输出端 P4 再次从“L”被切换到“H”，且在此之后 6 msec，输出端 P4 从“H”被切换到“L”。这种脉冲输出在所要求的数目的激励周期中被相继地传送。如已经描述的，三端双向可控硅开关 27 的栅极响应于输出端 P4 处的“H”信号而受到触发。如已经描述的，该栅极触发信号在 6 ms 内关断，但三端双向可控硅开关的栅极在每次出现过零信号时都得到重新触发；因此，只要来自输出端 P4 的输出脉冲保持在“H”，三端双向可控硅开关 27 就导通，且主绕组 42 受到激励。为了使主绕组 42 受到去激励，可以使输出端 P4 即使在输入了过零信号的



情况下也被保持在“L”电平。OFF 周期数目由该过零信号计数。

为了使风扇电动机 2 具有由控制因素（诸如空调机中的热交换器的温度）确定的转数，微计算机 13 随机改变通电或断电时间，从而产生所希望的转数；这种方法与已经描述的方法（它根据存储变换图中的指定模式来确定 ON 和 OFF 周期的定时）不同。随机数据以查询表的形式被存储在一个存储器中，且设置了专门的装置以相继地读取这些数据。

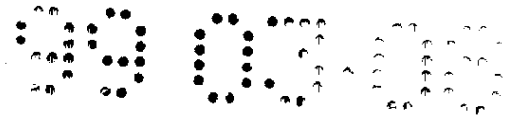
辅助绕组 44 始终受到通电。激励率 α 是用以下现有技术公式计算的：

$$\alpha = 1/2 (\text{Non} / (\text{Non} + \text{Noff}) + 1) \times 100 (\%)$$

其中 Non 是 ON 周期数目且 Noff 是 OFF 周期数目。

图 46 是流程图，描述了用于计算随机改变的 ON 周期数目的装置；图 47 是流程图，描述了用于计算随机改变的 OFF 周期数目的装置；且图 48 显示了当风扇电动机在以下描述的情况下受到通电时所产生的波形。

先描述图 46 的流程图，假定 OFF 周期数目被固定的情况。该过程从输入实现所希望的通电率所需的基准数目的 ON 周期开始。在每两次通电中，产生一次从零至 X 的随机数，以产生随机数据，而该随机数据被转换成从零至基准 ON 周期数目的数值。在第一次通电情况下，基准 ON 周期数目被加到该随机数据（它已经被转换成从零至基准 ON 周期数目的数值）上，从而计算随机改变的 ON 周期数目。在第二次通电中，已经被转换成从零至基准 ON 周期数目的数值的随机数据，被从基准 ON 周期数目中减去，从而计算出随机改变的 ON 周期数目。因此，这两次通电的



ON 周期数目的平均值，给出了产生所希望的通电率所需的周期数目。在两次通电中产生一次的随机数据，被转换改变从零至基准 ON 周期数目的数值，因为如果基准 ON 周期数目 (A) 小于随机数据 (B)，则从 A 减去 B 的结果将是负值，且所希望的通电率将不能实现。为了避免这种问题，该随机数据被转换成从零至基准 ON 周期数目的数值。

例如，采用 OFF 周期的数目被固定在 3 且产生所希望的通电率所需的 ON 周期数目为 6 的情况。另外假定产生从零至十的随机数，以给定随机数据 3。将该随机数据转换成从零至基准 ON 周期数目 (6) 的范围内的数值，给出：

从 0 至 6 的随机数据 = $3 \times 6 / 10 = 1.8$ 忽略小数部分，我们得到 1。因此，为了给第一通电计算随机改变的 ON 周期数目，该基准 ON 周期数目被加到从零至基准 ON 周期数目 (6) 的随机数据上，给出：

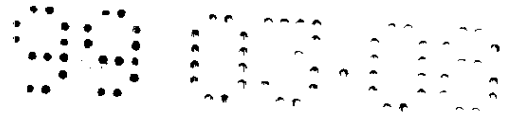
$$6 + 1 = 7$$

为了计算第二通电的随机改变 ON 周期数目，从零至基准 ON 周期数目 (6) 的随机数据被从基准 ON 周期数目中减去，给出：

$$6 - 1 = 5$$

通过重复该过程，从持续随机改变的 ON 周期数目实现了所希望的通电率。

如果 ON 周期数目是固定的，则采用图 47 所示的流程图，来以与上述的程序基本相同的程序计算随机改变的 OFF 周期的数目，且该程序得到重复以从持续随机改变的 OFF 周期的数目实现所希望的通电率。



例 6

图 49 是流程图, 描述了一个例子, 其中断电时间是固定的; 图 50 是流程图, 描述了其中通电时间被固定的一个例子; 且图 51 显示了当风扇电动机在以下所述的情况下受到通电时产生的波形。

参见图 49 (或 50), 在两个通电 (或者断电) 中产生一次的随机数据, 被乘以一个系数 k , 以改变随机数的效果。随机改变的 ON (或 OFF) 周期数目, 是通过将基准 ON (或 OFF) 周期数目加到随机数据上或将该随机数据从基准 ON (或 OFF) 周期数目中减去, 而得到的。因此, 如果该随机数据大于基准 ON (或 OFF) 周期数目, 则相减的结果得出负值, 且不能获得所希望的通电率。为了避免这种问题, 将与随机数据相乘的系数 k 在从 0 和 1 之间的范围内选择, 以使相减的结果不会给出负值。系数 k 的适当值, 是由多个开关或其他适当的装置选择的。

例如, 考虑 OFF 周期的数目被固定为 4 且实现所希望的通电率所需的 ON 周期数目是 5 的情况。还假定产生了从 0 至 10 的随机数, 以得出随机数据 8。将该随机数据转换成从零至基准 ON 周期数目 (5) 的范围中的数值, 给出:

$$\text{从 0 至 5 的随机数据} = 8 \times 5 / 10 = 4.0$$

如果按照例子 5 的程序, 随机改变的 ON 周期数目, 对于第一次通电被计算为 $5 + 4 = 9$, 且对于第二次通电被计算为 $5 - 4 = 1$ 。在例 6 中, 转换的随机数据 (4) 被乘以一定的 k 值, 例如 0.5, 以给出:

$$4 \times 0.5 = 2.0$$



为了计算第一次通电的随机改变 ON 周期数目，基准 ON 周期数目被加到新的随机数据 (2.0) 上，得出：

$$5 + 2 = 7$$

为了计算第二次通电的随机改变 ON 周期数目，新的随机数据被从基准 ON 周期数目减去，得出：

$$5 - 2 = 3$$

因此，随机数的效果被改变了。应该注意的是，值 0.5 只是系数 k 的一个例子，且它可以是从 0 至 1 的任何值，并可以借助多个开关或其他适当的装置而方便地选取。

例 7

如果通电率高，则不会有很多随机数出现的模式。例如考虑其中 ON 周期数目被固定在 4 且实现所希望的通电率的 OFF 周期的数目是 1 的情况。在此情况下，用于计算随机改变的 OFF 周期的数目是 0 或者 1，且随机数出现的模式是有限的。此时，ON 和 OFF 周期的模式变得非单调，从而有可能产生噪声和振动。在这样的情况下，ON 和 OFF 周期的数目被乘以一个整数（例如 3），以使 ON 周期数目被增大至 12，而 OFF 周期数目被增大到 3，且用于计算随机改变的 OFF 周期数目的随机数据出现形式的数目，从 0 增大至 3，从而防止了 ON 和 OFF 的模式变成非单调的。

这种控制方法，对于增大用于计算随机改变的 OFF 周期数目的随机数据的出现方式的数目，是有效的，但同时 ON 周期数目也被增大，且 $2f$ 转矩脉动变得明显，从而产生 $2f$ 磁声。因此，与 ON 和 OFF 周期的数目相乘的整数，应该是这样的，即它不使 $2f$ 转矩脉动变得明显。如果需要，在控制过程中可以改变该乘数。



随机改变的 ON 周期数目或随机 ON 周期数目，可以用一个公式 $(A \times \text{基准 ON 周期数目}) \pm k \times H$ 来表示，其中 H 是转换的随机数据，并用随机数据 $\times (A \times \text{基准 ON 周期数目}) / X$ 来表示。该随机 ON 周期数目对于第一次通电取正值，且对于第二次通电取负值。在该公式中，符号 A 在例 7 的相乘中对应于整数 3，且 k 在例 6 中是对应于 0.5 的系数。如果该随机数据是在 0 和 10 之间的数， $X = 10$ 。其中该公式中的 $A = 1$ 且 $k = 1$ 的情况，在例 5、8 和 9 中进行了描述。

如从该公式可见，系数 k 在例 6 中与在例 7 中用于进行相乘的整数不同。整数 A 是这样一数值，即将它与基准 ON 周期数目本身相乘，而系数 k 是与转换后的随机数据相乘的数值。同样的解释也适用于随机 OFF 周期数的计算。

为了改变随机数的效果但不过度增大随机 ON 或 OFF 周期数的变化，系数 k 可以是可变的。如果在所考虑的公式中， $A \times \text{基准 ON 周期数目} = \text{转换的随机数据}$ 且 $k = 1$ ，则第一次通电的随机基准 ON 周期数目等于 $2 \times (A \times \text{基准 ON 周期数目})$ ，且第二次通电的随机 ON 周期数目等于零。如果该基准 ON 周期数目小，则随机 ON 周期数目的两个值之间的差不大，但随着基准 ON 周期数目的增大，该差也将增大，从而可能引起噪声的产生。在这些情况下， k 受到这样的调节，即减小第一和第二次激励的随机 ON 周期数目之间的差。

然而，应该记住的是，当电动机实际运行时，我们并不知道第一和第二次通电的随机 ON 周期数目之差是否会对噪声的产生产生影响，因而 k 的值应该借助诸如预先测试的适当方法来得到适



当的调节。这对于 A 也是一样的，且不知道改变 A 的值将会对噪声的产生什么影响；因此，应该通过诸如预先测试的适当方法，来调节 A 的值。

例 8

图 52 和 53 是流程图，描述了一个实施例，其中通电和断电时间都受到了随机改变；图 54 显示了当风扇电动机在如下所述的情况下受到通电时所产生的波形。

在图 52 和 53 中，ON 和 OFF 周期的数目未被固定，而是随机地改变。更具体地说，在两次通电或断电中，产生一次随机数。第一和第二次通电的随机改变 ON 周期数，从通电期间产生的随机数据计算。同时，第一和第二次断电的随机改变的 OFF 周期数从断电期间中产生的随机数据计算。

例如，考虑其中用于实现所希望的通电率的基准 ON 周期数目是 6 且基准 OFF 周期数是 3 的情况。首先，在通电期间产生一个从 0 至 10 的随机数，以给出随机数据 7。将该随机数据转换成从零至基准 ON 周期数目 (6) 的范围内的数值，给出：

$$\text{从 0 至 6 的随机数据} = 7 \times 6 / 10 = 4.2$$

忽略小数，得到 4。因此，为了计算第一次通电的随机改变的 ON 周期数，该基准 ON 周期数目被加到从零至基准 ON 周期数目 (6) 的随机数据上，给出：

$$6 + 4 = 10$$

为了计算第二次通电的随机改变的 ON 周期数，从零至基准 ON 周期数目 (6) 的随机数据被从该基准 ON 周期数目减去，给出：

$$6 - 4 = 2$$



通过重复这一过程, 获得了通常随机改变的 ON 周期数。

在下一个步骤, 在断电期间产生从 0 至 10 的随机数, 以给出随机数据 4。将该随机数据转换成从零至基准 OFF 周期数 (3) 的数值, 给出:

$$\text{从 0 至 3 的随机数据} = 4 \times 3/10 = 1.2$$

忽略小数, 得到 1。因此, 为了计算第一次断电的随机改变的 OFF 周期数, 该基准 OFF 周期数被加到从零至基准 OFF 周期数 (3) 的随机数据上, 给出:

$$3 + 1 = 4$$

为了计算第二次去激励的随机改变的 OFF 周期数, 该从 0 至 3 的随机数据被从基准 OFF 周期数减去, 给出:

$$3 - 1 = 2$$

通过重复这一过程, 获得了通常随机改变的 OFF 周期数。

以此方式, 从随机改变 ON 和 OFF 周期数, 实现了所希望的激励率。

例 9

图 55 是流程图, 描述了根据随机改变的 ON 周期数与基准 ON 周期数目的结合的控制过程; 图 56 是流程图, 描述了根据随机改变的 OFF 周期数与基准 OFF 周期数的结合的控制过程; 且图 57 显示了当风扇电动机在以下情况下受到通电时产生的波形。

参见图 55, OFF 周期数目是固定的, 并输入一个基准 ON 周期数目, 以实现所希望的通电率。每四次通电产生一次从 0 至 X 的随机数, 以产生随机数据, 且该随机数据被转换成从零至基准 ON 周期数目的数值。在第一次通电中, 基准 ON 周期数目被加到

该随机数据上一该随机数据已经被转换成从 1 至基准 ON 周期数目的数值，从而计算随机改变的 ON 周期数目。在第二次通电中，基准 ON 周期数目被作为输出提供。在第三次通电中，已经被转换成从 1 至基准 ON 周期数的数值的随机数据，被从该基准 ON 周期数目中减去，从而计算出随机改变的 ON 周期数目。在第四次通电中，基准 ON 周期数目被作为输出提供。因此，例 5 中所用的控制装置被同基准 ON 周期数目相结合，从而实现所希望的通电率。

这对于图 56 所示的流程图，也是如此，只是 ON 周期数目被固定，并输入了用于实现所希望的通电率的基准 OFF 周期数。随机改变的 OFF 周期数被计算，并与基准 OFF 周期数相结合，以实现所希望的通电率。

例如，考虑其中 OFF 周期数目被固定在 3 且实现所希望的通电率所需的 ON 周期数目为 4 的情况。产生从 0 至 10 的随机数，以给出随机数据 6。将该随机数据转换成从零至基准 ON 周期数目 (4) 的数值，给出：

$$\text{从 0 至 4 的随机数据} = 6 \times 4 / 10 = 2.4$$

忽略小数，得到 2。因此，为了计算第一次通电的随机改变的 ON 周期数，基准 ON 周期数目被加到从零至基准 ON 周期数目 (4) 的随机数据上，给出：

$$4 + 2 = 6$$

在第二次通电中，基准 ON 周期数目 (4) 被作为输出提供。在第三次通电中，从零至基准 ON 周期数目 (4) 的随机数据，被从该基准 ON 周期数目中减去，给出：

$$4-2=2$$

在第四次通电中，基准 ON 周期数目 (4) 被作为输出提供。通过重复这一过程，从随机改变的 ON 周期数。实现希望的通电率。

例 10

图 58 显示了用于通过提供绕组上的抽头来控制电动机的转速的电路配置。如图 58 所示，电动机的转速，可以通过在设置在电动机的辅助绕组 44 上的抽头之间进行切换，来得到控制。如果通电率低，振动将增大，因此，通过如图 58 所示地从一个抽头切换到另一个抽头，来控制电动机的转速。如果这种设计与例 5 至 9 中描述的方法中的一种相结合，就可以借助非稳态循环来实现所希望的通电率，从而减小噪声和振动的影响。

对本发明的最佳实施例的以上描述，假定了切换是由可控硅进行的，且通电的开始和结束与过零信号同步。然而，本发明决不限于这种具体的情况，且从前面描述显而易见，所需要的只是改变通电和断电周期数之间的比值以选择适当的通电率的电路配置，以改变电动机的转速。

前面描述还假定，每两次通电产生一次随机数，且所希望的通电率是从这两次通电的平均计算的；或者，随机数每四次通电产生一次，且采取这四次的平均。然而，应该注意的是，产生随机数的基本时间是决不受限制的，且所需要的只是通过在不采用固定模式的情况进行平均，来实现所希望的通电率。或者，可以提供产生类似通电率值的多个模式，以供随机选择。

简而言之，本发明是一种电动机驱动单元，该包括：一个过零电压检测电路，用于检测来自交流电源的电压是否过零；以及，一个

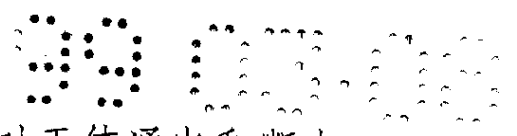


切换电路，用于借助诸如可控硅、三端双向可控硅开关或固态继电器的适当装置来进行通—断控制，以在交流电源对一个电动机的通电和断电之间进行切换，且该切换电路通过改变交流电源对该马达的通电和断电时间之间的比值，来控制电动机的速度。该驱动单元，借助诸如可控硅、三端双向可控硅开关或固态继电器，来与交流电源电压过零同步地开始通电，并与一个通电电流的过零相同步地结束该通电；另外，通电或断电时间能够以该交流电源的周期的一半的整数倍为单位，来进行随机改变，从而使通电或断电的模式得到足够的偏离，以分散基频，从而减小噪声和振动。

在最佳实施例中，设置了适当的装置，以保证通电或断电时间以这样的方式受到随机控制，即总通电率处于所希望的值；根据这种装置，随机数以指定的频率（例如两次激励或去激励产生一次），以产生随机数据，该随机数据被转换成从零至对应于所希望的通电率的通电或断电时间的数值，且如此转换的随机数据被加到所希望的通电率上，从而确定随机改变的通电或断电时间。在下一一次通电或断电中，转换的随机数据被从对应于所希望的通电率的通电或断电时间中减去，从而确定随机改变的通电或断电时间。

在另一最佳实施例中，被转换成从零至对应于所希望的通电率的通电或断电时间的数值的随机数据，被乘以一个系数，且这有助于使随机数的效果变为可变的，从而使它们对噪声和振动的产生的影响能够被方便地估计出。

如果所希望的通电率高，通电和断电时间被乘以一个整



数，从而增加随机数出现的模式的数目；这对于使通电和断电的模式变得足够地非单调以分散基频，是有效的。

本发明的优点

如前所述，本发明涉及一种电动机驱动单元，它包括：过零电压检测电路，用于检测来自一个交流电源的电压是否过零；以及，一个切换电路，用于进行通—断控制，以在交流电源至一个电动机的通电和断电之间进行切换，且它通过改变该交流电源对所述马达的通电和断电时间之间的比值，来控制所述电动机的速度，其特征在于使通电开始的定时能够与所述交流电源电压的过零的定时一致，且通电结束的定时能够与通电电流的过零相一致，而且在于所述通电时间被固定在等于或两倍于所述电源周期的值，而所述去通电时间以所述交流电源的周期的一半的整数倍为单位改变。由于该 ON 周期能够被固定在一个较小的周期数，因而能够衰减 $2f$ 转矩脉动。另外，通过减小 ON 周期数目，ON—OFF 周期的基本频率能够被设定在一个足够高的值，以抑制作用在 ON—OFF 操作上的振动力造成的振幅；因此，能够消除在其他情况下由于机械结构的颤动而引起的撞击振动，从而抑制异常声音。

另外，根据本发明，通过以该交流电源的周期的一半的整数倍为单位来改变去通电时间，并同时 will 将通电时间固定在等于或两倍于所述电源周期的值，而获得的多个通电率模式，将它们结合起来，以实现所希望的通电率，且该技术对于以精细的方式来控制电动机速度是有效的。

另外，本发明涉及一种电动机驱动单元，它包括：过零电压检测

电路，用于检测来自一个交流电源的电压是否过零；以及，一个切换电路，用于进行通—断控制，以在交流电源至一个电动机的通电和断电之间进行切换，且它通过改变该交流电源对所述电动机的通电和断电时间之间的比值，来控制所述电动机的速度，其特征在于使通电开始的定时能够与所述交流电源电压的过零的定时一致，且通电结束的定时能够与通电电流的过零相一致，而且在于所述通电和断电时间之间的比值相等的多个模式被结合使用。由于这种技术在分散 ON—OFF 周期的基本频率方面是有效的，因而能够衰减由于在 10Hz 附近频率重复的通—断运行而产生连续声音。分散 ON—OFF 周期的基本频率，在分散转矩脉动中的起主导作用的特定频率，也是有效的，从而衰减了不希望的磁声的产生。

另外，在本发明中，电动机是具有主绕组和辅助绕组的单相电容电动机，它经对一个电容器而受到通电，且交流电源对所述主绕组的通电时间与断电时间之间的比值得到改变；因此，能够衰减在通电的导通或关断期间当电动机轴显著振动时产生的异常的“敲打声”。

另外，根据本发明，电动机的 $2f$ 转矩脉动能够得到减小，从而能够抑制马达运行期间产生的噪声和振动。

另外，根据本发明，能够衰减电动机产生的刺耳的连续声音。

另外，根据本发明，电动机能够以更为精细的控制方式运行。

另外，根据本发明，ON—OFF 周期的基本频率得到了足够的分散，以减小噪声和振动的产生。

另外，根据本发明，由电动机和驱动单元组成的整个系统能够



以低成本制造。

另外,根据本发明,能够制成对环境最有利的系统。

另外,根据本发明,能够制成即使在以高速转动时也能够具有低噪声的风扇单元。

另外,根据本发明,提供了一种风扇单元,它具有低噪声且不会产生刺耳的声音。

另外,根据本发明,可以制成具有简单结构的、低噪声的风扇单元。

另外,根据本发明,可以制成成本低廉的低噪声的风扇单元。

另外,根据本发明,能够抑制轴向力引起的噪声和振动。

另外,根据本发明,以固定模式进行的运行的基频能够得到充分的分散,以减小噪声和振动。

另外,根据本发明,ON—OFF周期的基本频率能够得到充分的分散,以减小噪声和振动。

另外,根据本发明,能够以简单的方法衰减噪声和振动。

另外,根据本发明,能够以确定而简单的方式,分散基频。

另外,根据本发明,该基频能够以简单的方法得到进一步的分散。

另外,根据本发明,即使在所要实现的通电率高的情况下,也能够分散该基频。

另外,根据本发明,通过随机改变通电和断电周期或时间,可以进一步分散该基频。

另外,根据本发明,能够有效地防止噪声和其他异常声音。

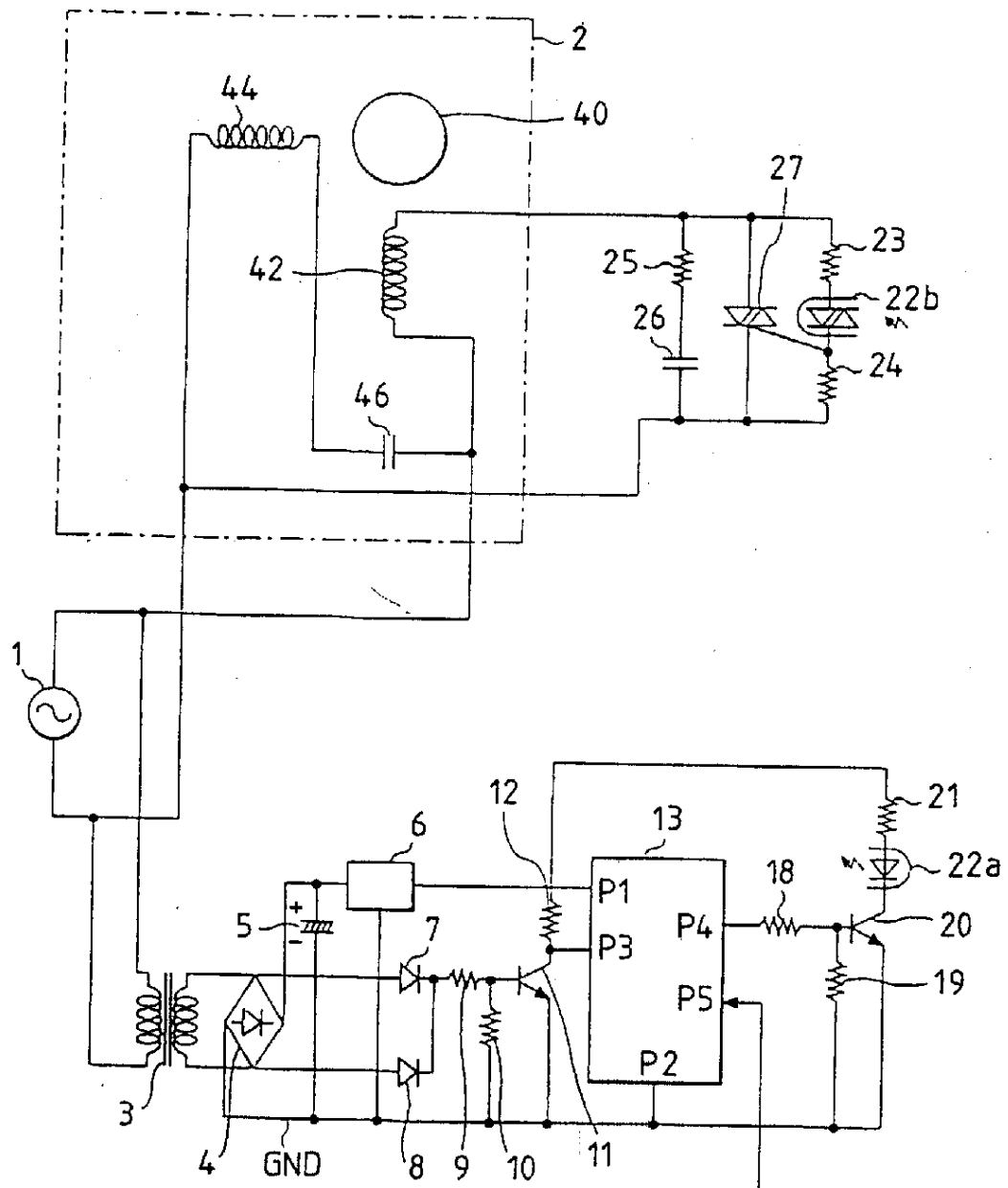
另外,根据本发明,能够在包括低值的整个频率范围中有效

地抑制振动。



说明书附图

图 1



来自外部的微计算机

图 2

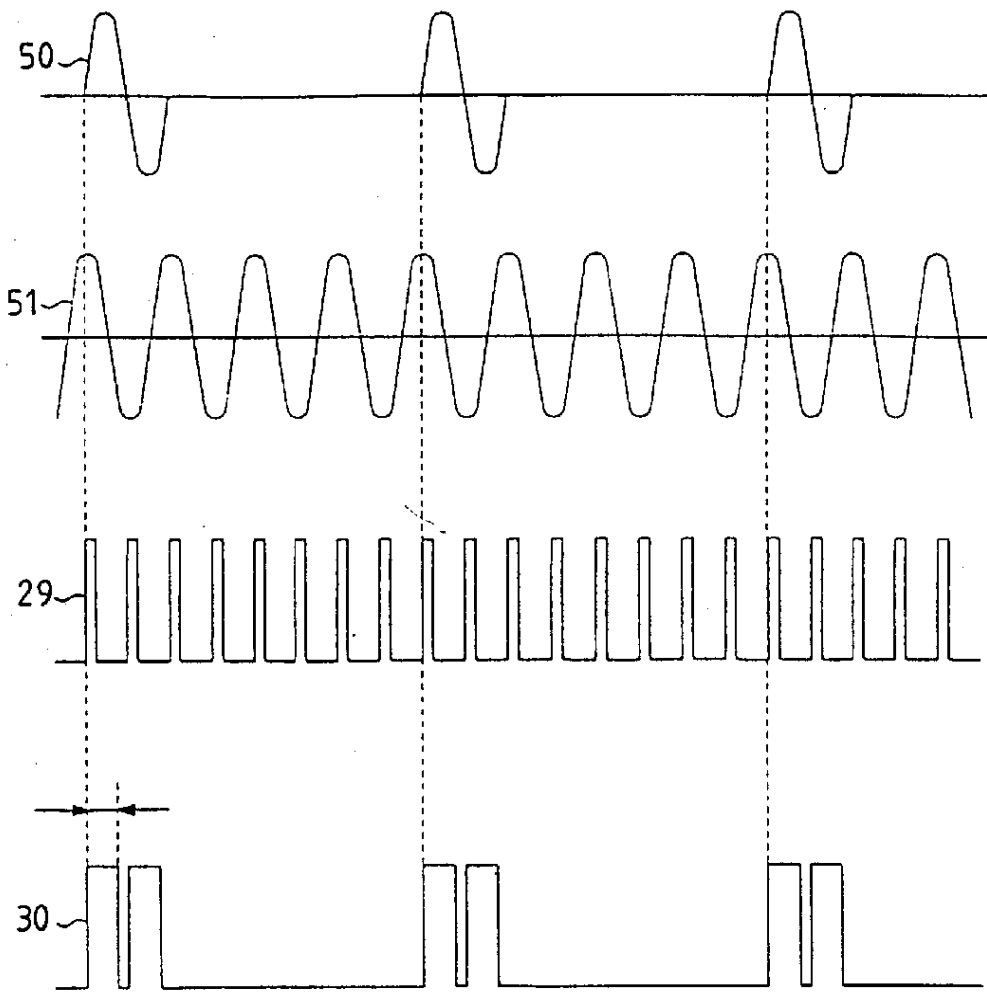


图 3A

驱动模式		激励率	转速 (r/min)	通-断循环的 基本频率(Hz)
ON	OFF			
2	0	100	674	30
2	1	84	563	20
2	2	75	509	15
2	4	67	428	10

图 3B

驱动模式		激励率	通-断循环的基本 频率 (Hz)
ON	OFF		
1	0	100	60
1	0.5	84	40
1	1	75	30
1	2	67	20

图 4

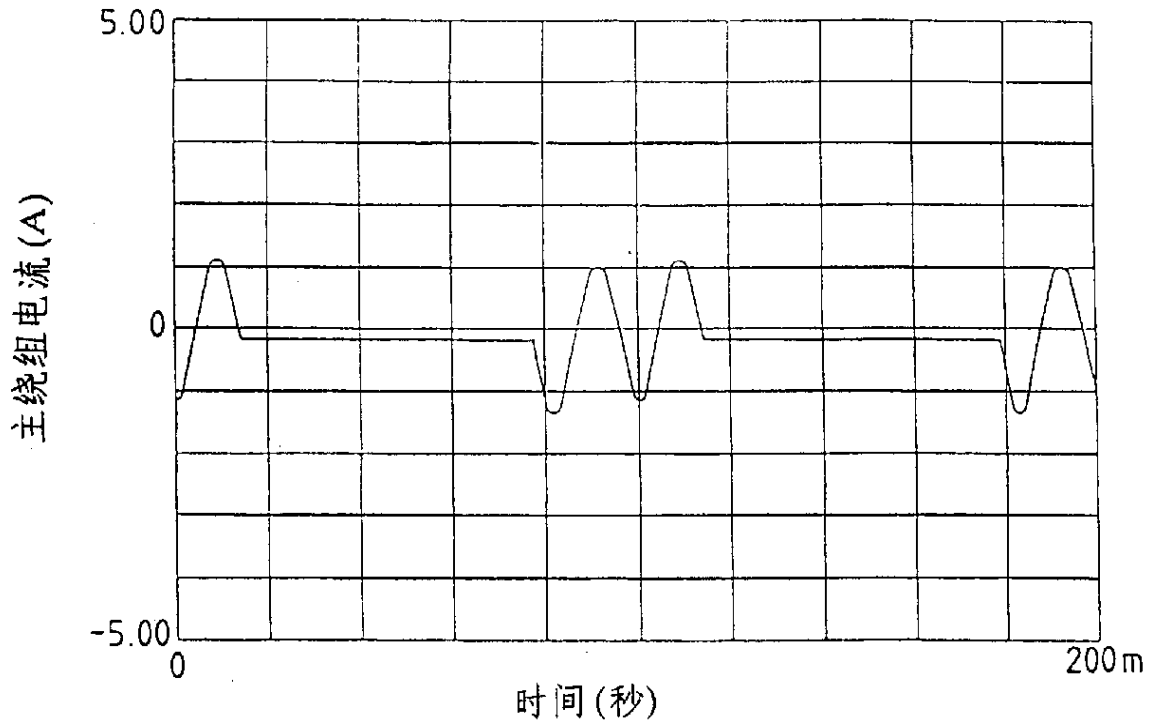


图 5

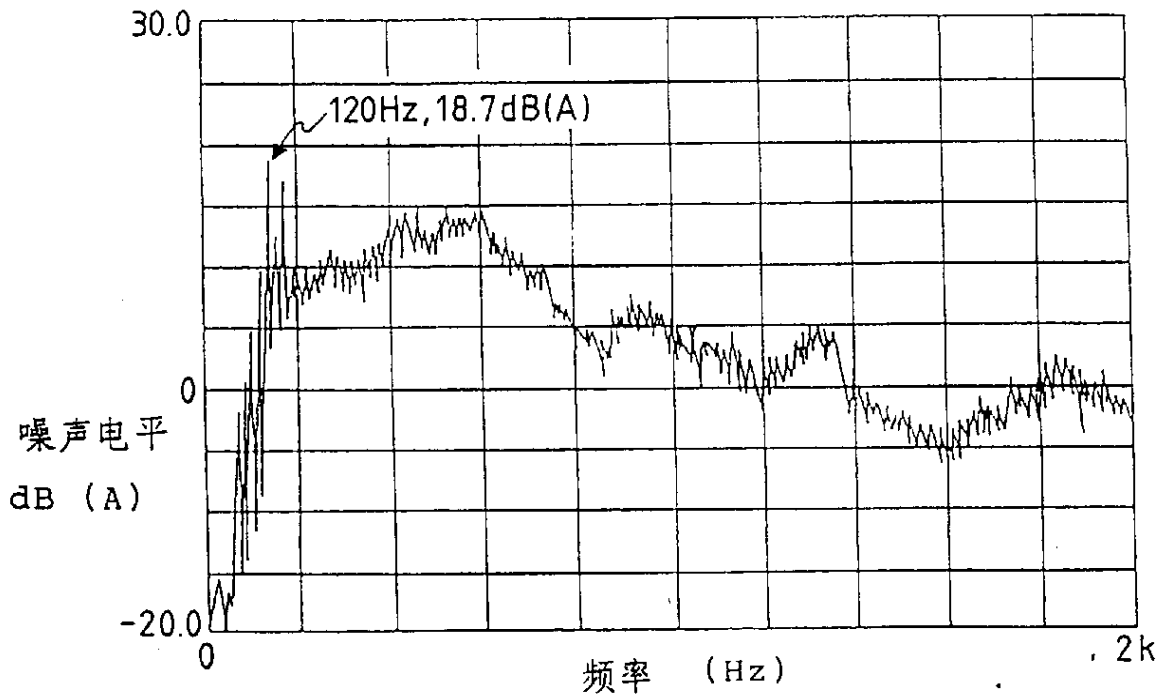


图 6

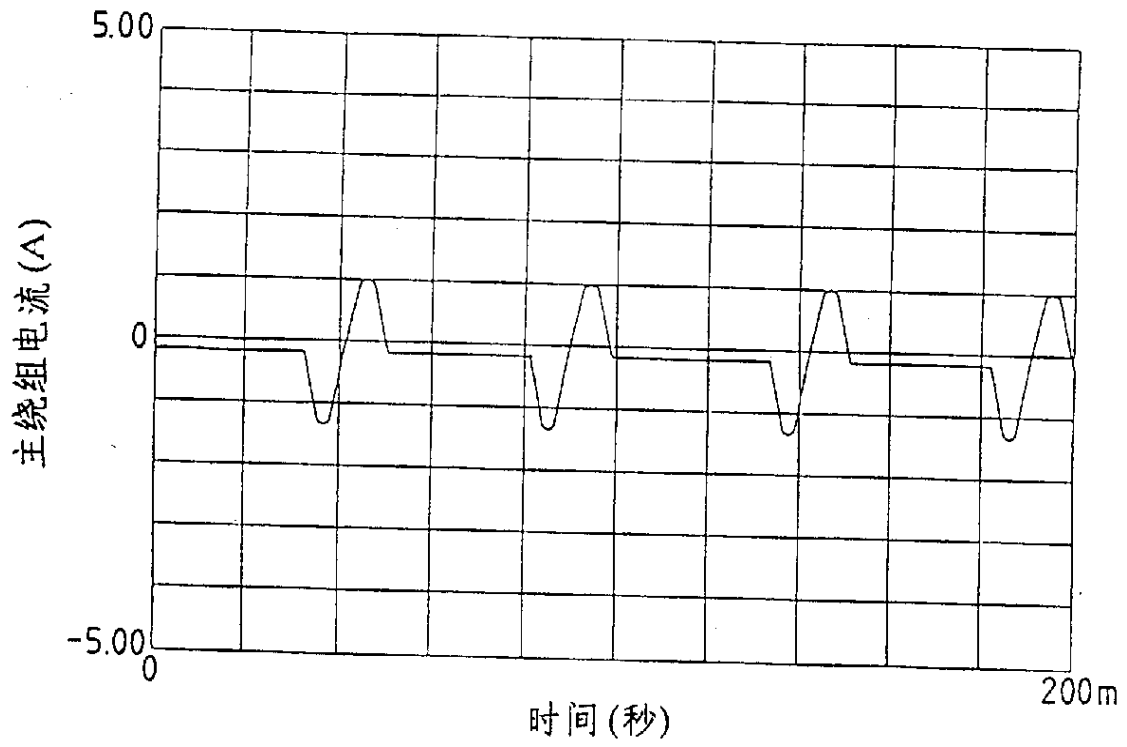


图 7

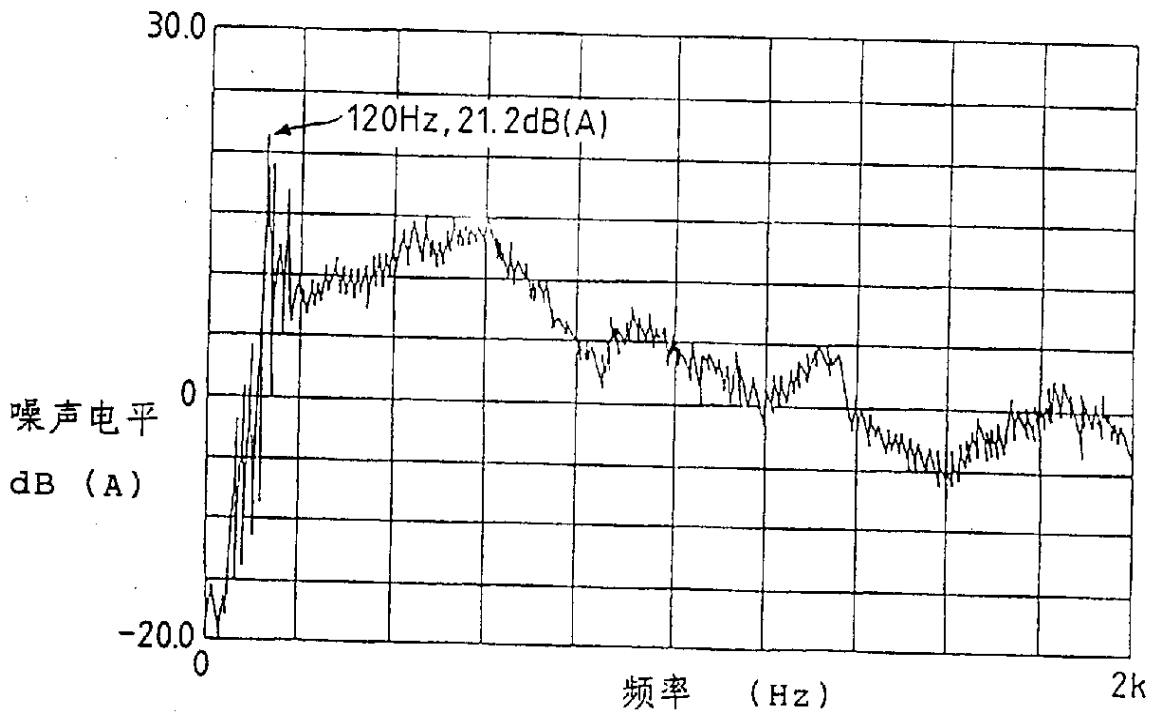


图 8

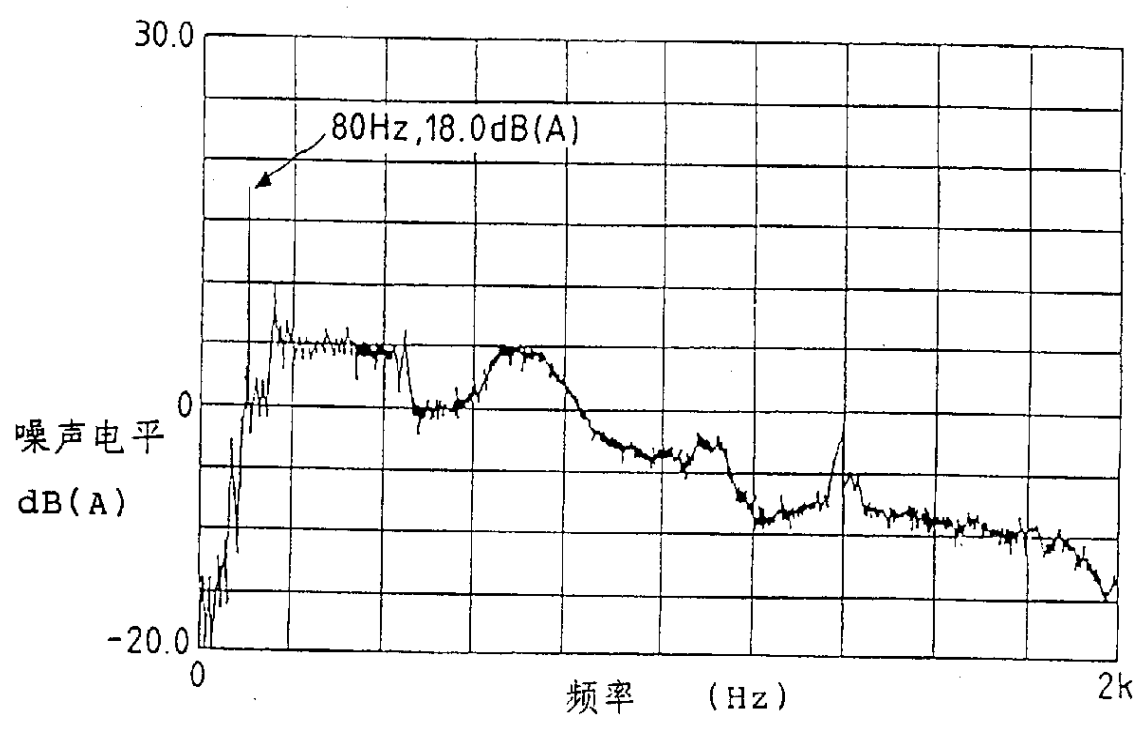


图 9

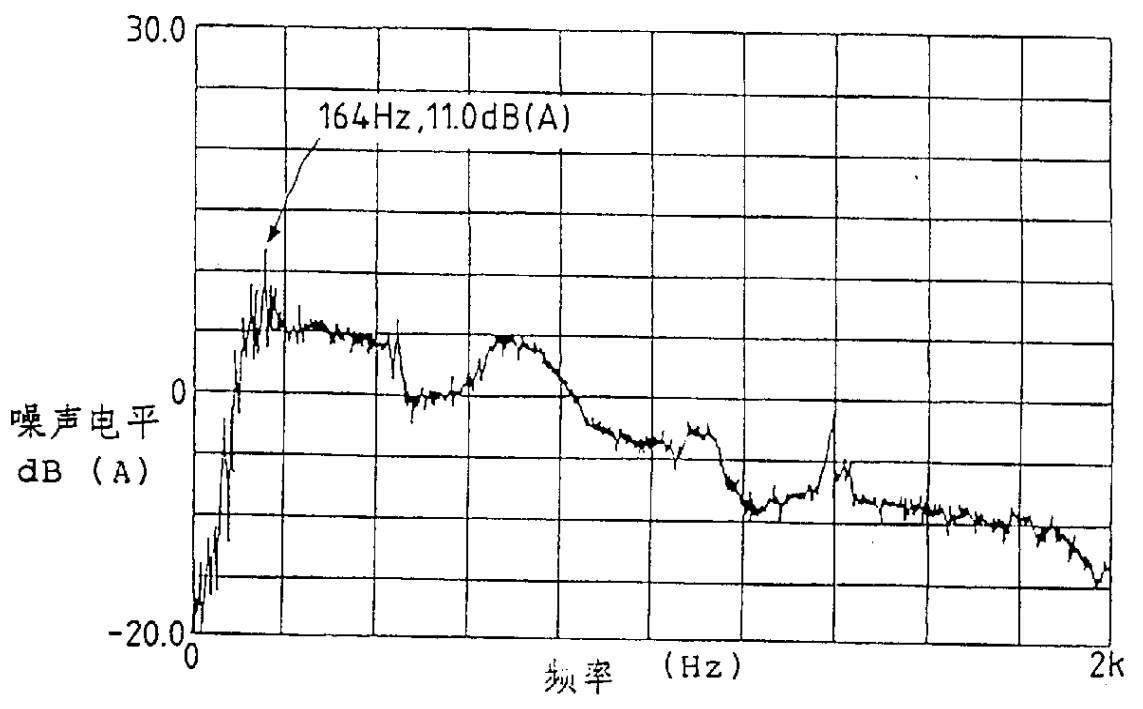


图 10

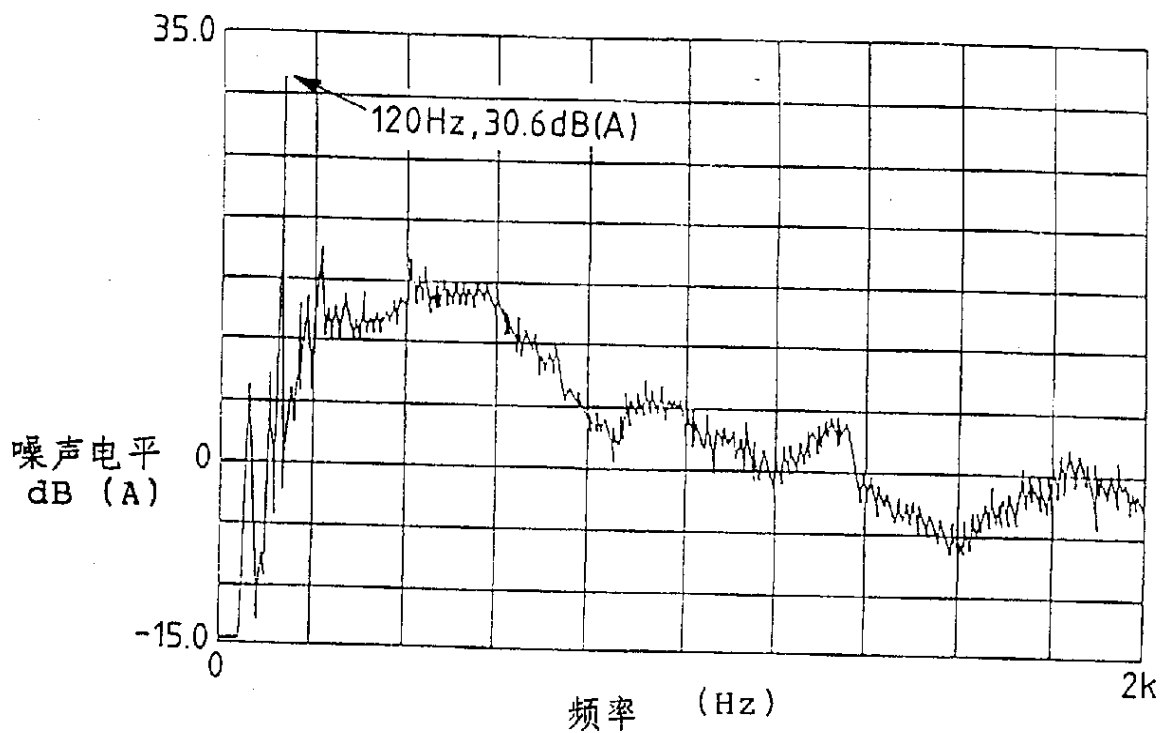


图 11

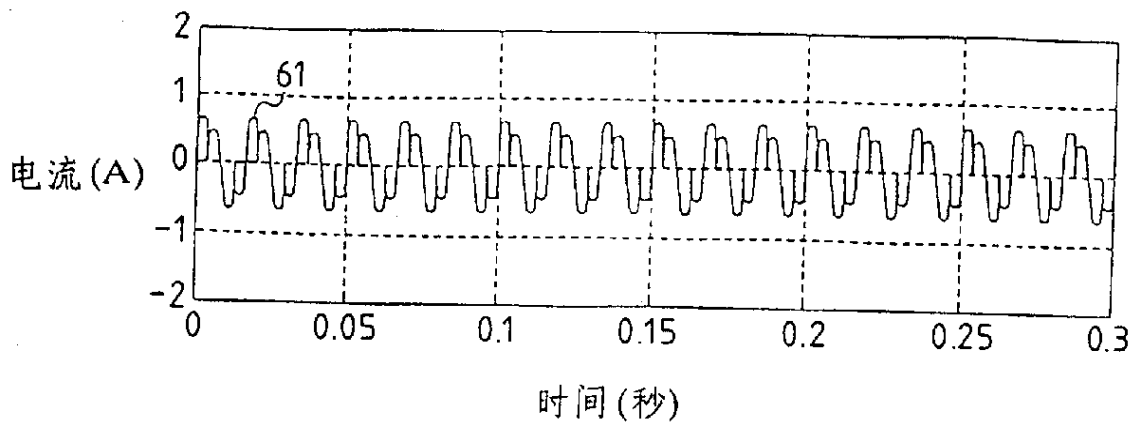


图 12

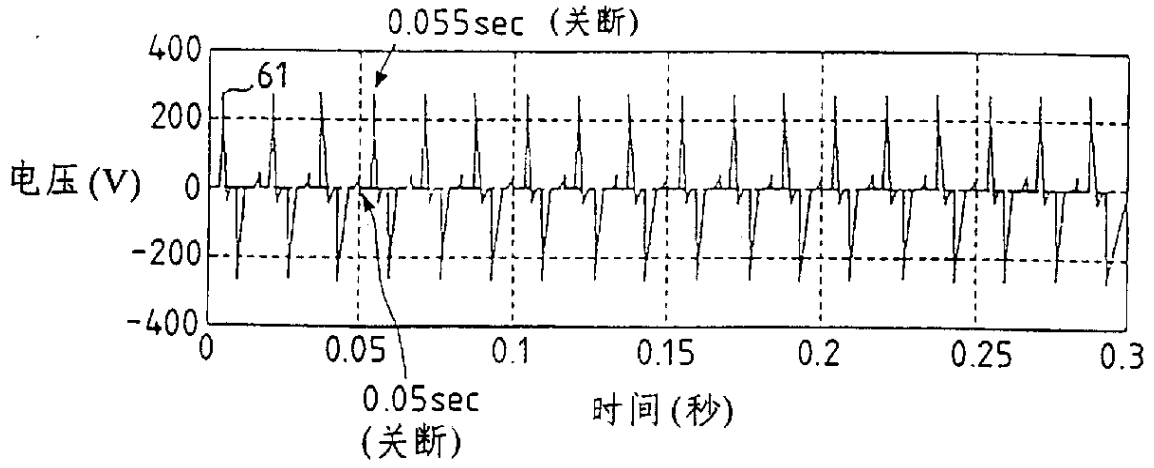


图 13

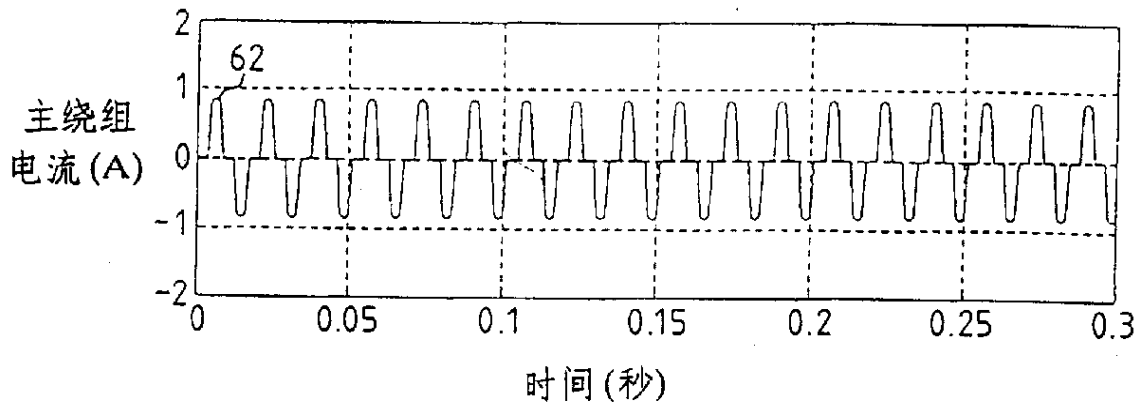


图 14

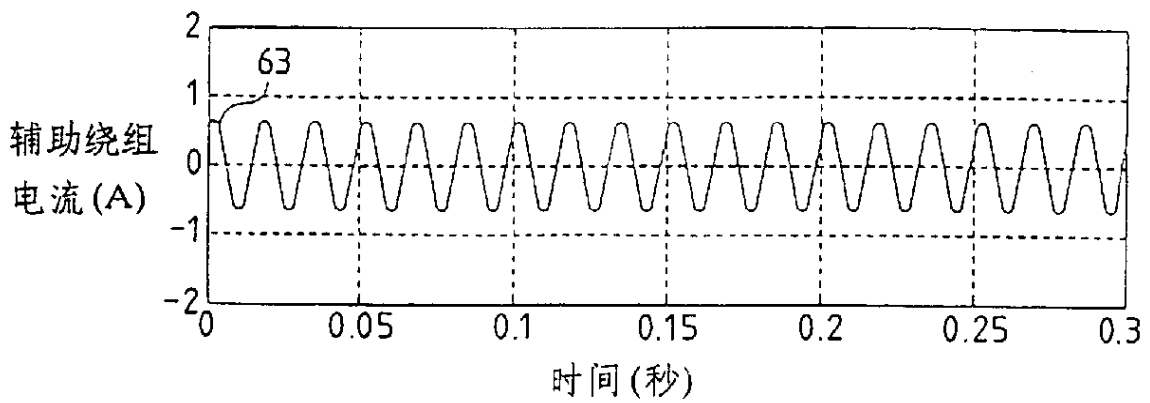


图 15

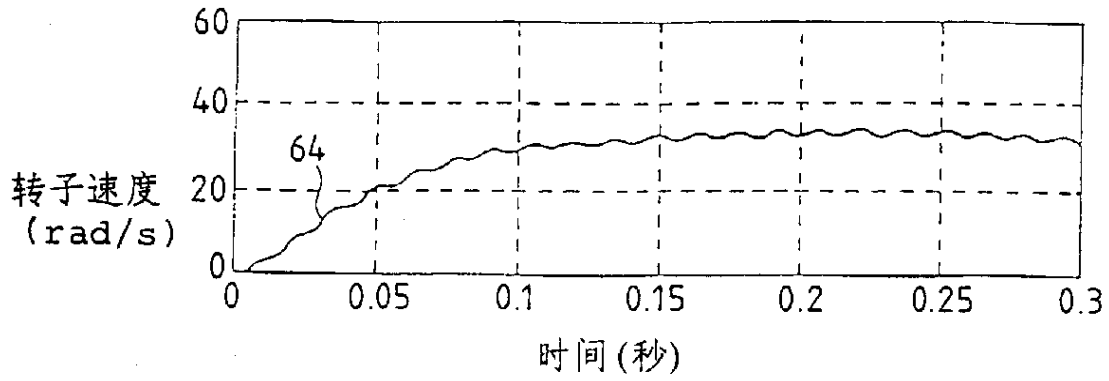


图 16

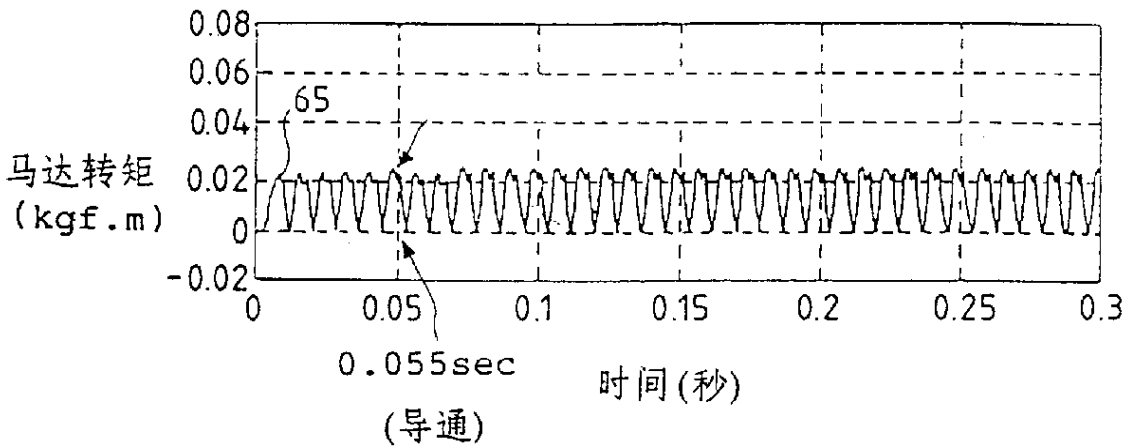


图 17

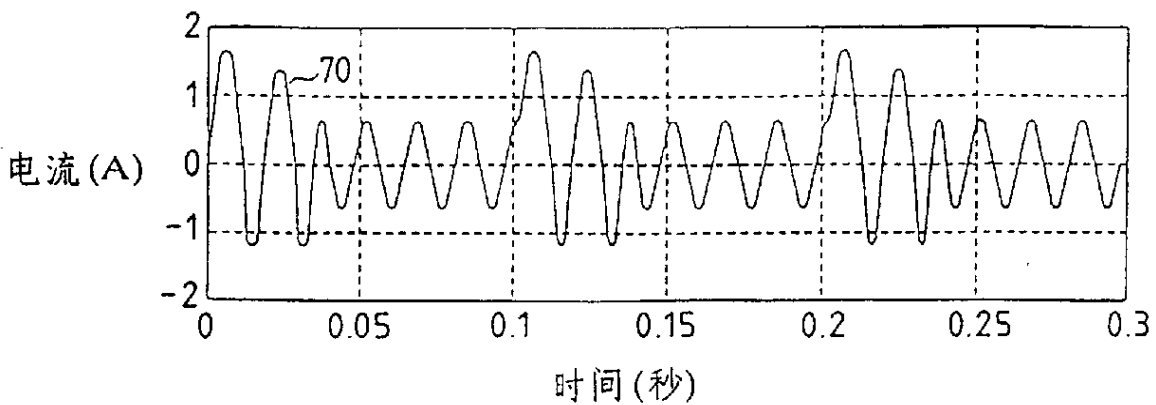


图 18

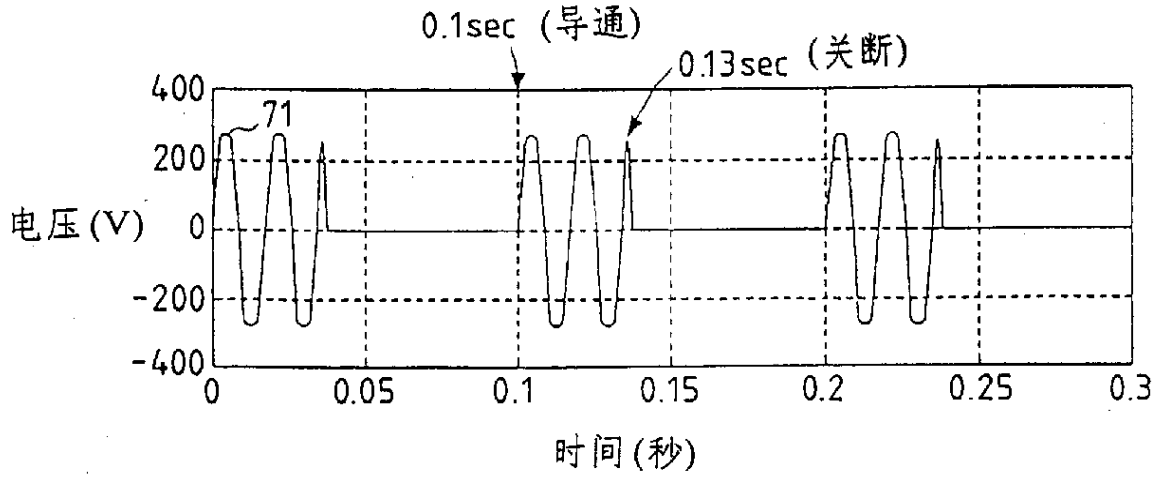


图 19

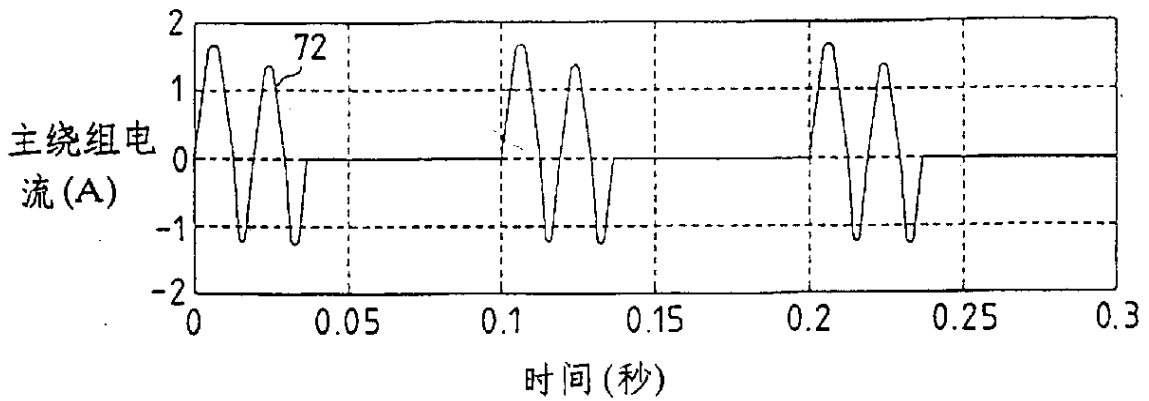


图 20

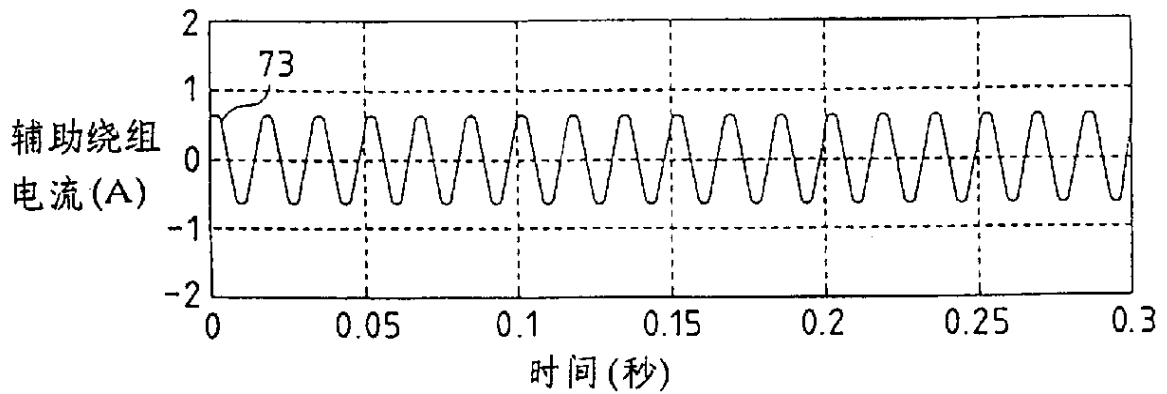


图 21

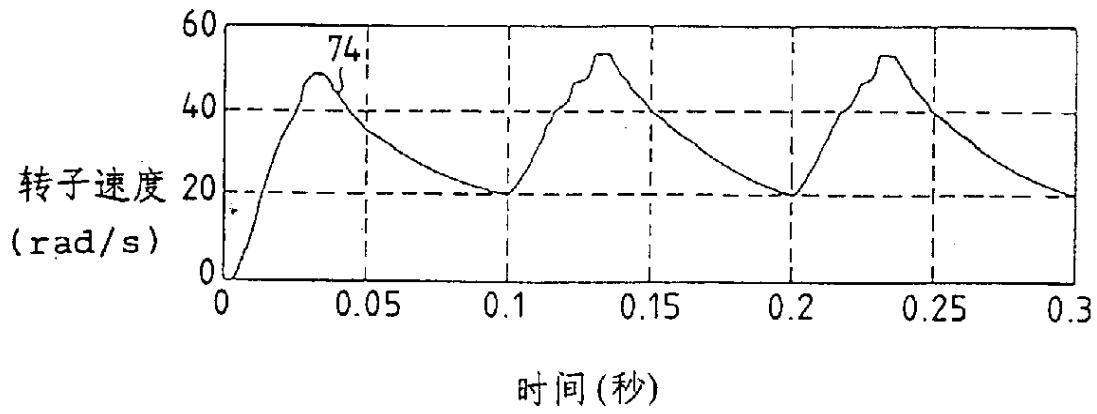


图 22

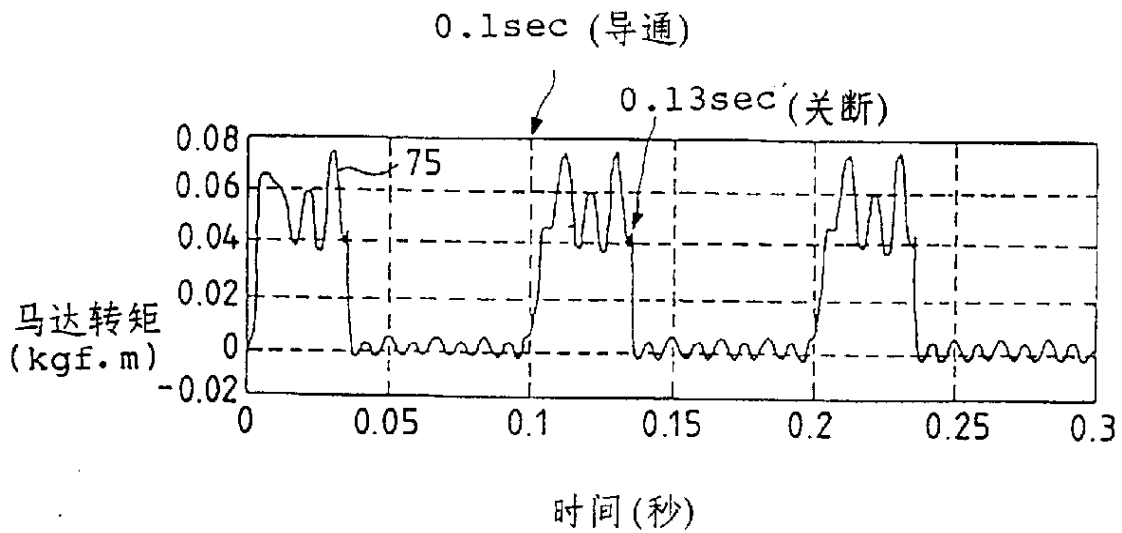


图 23

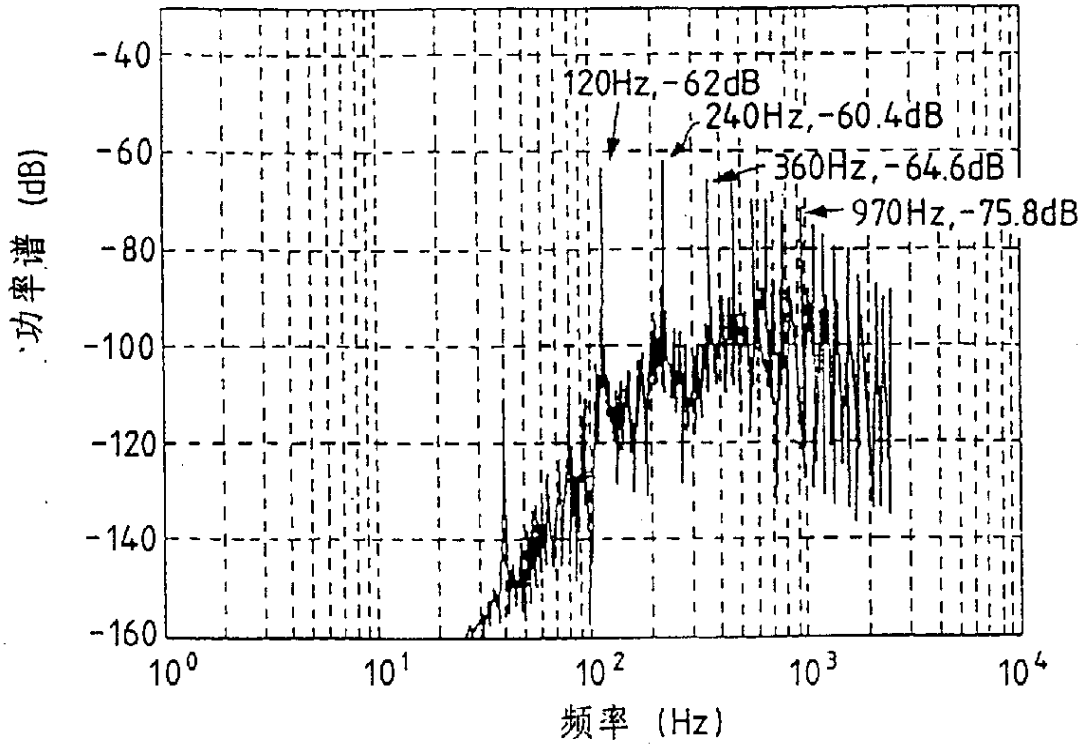


图 24

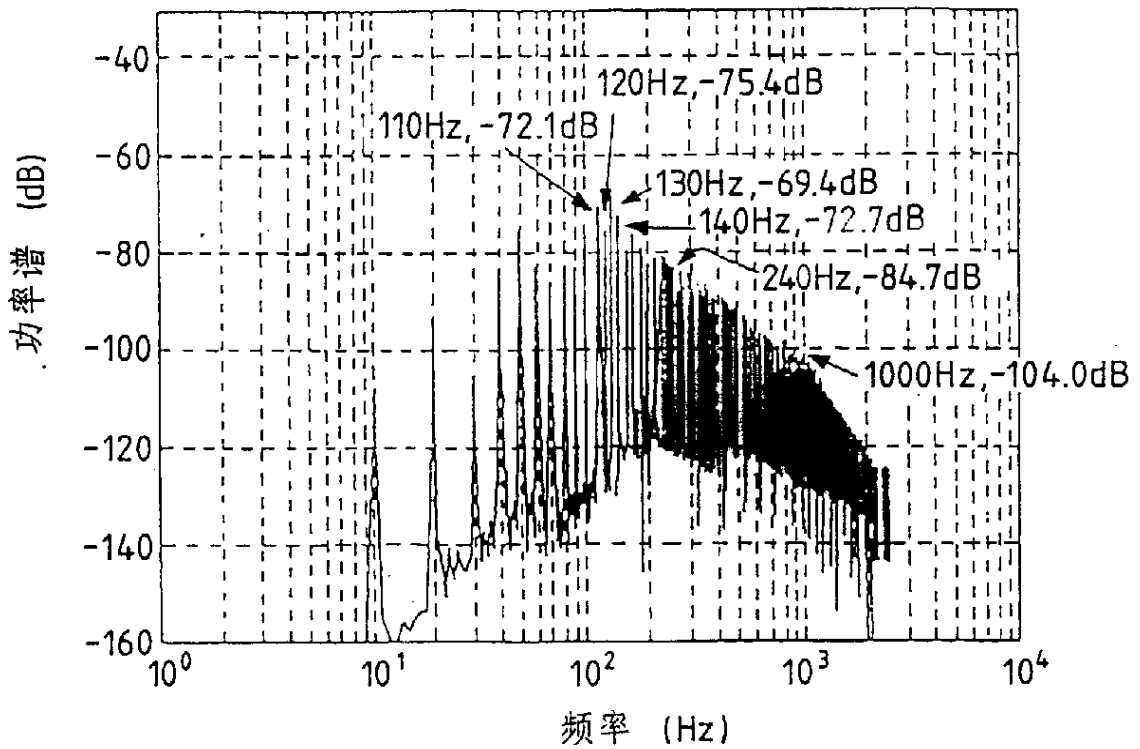


图 25

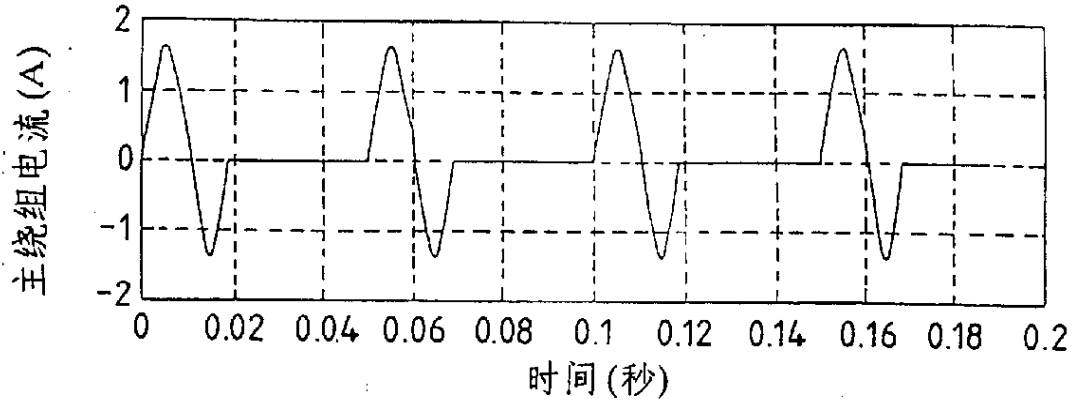


图 26

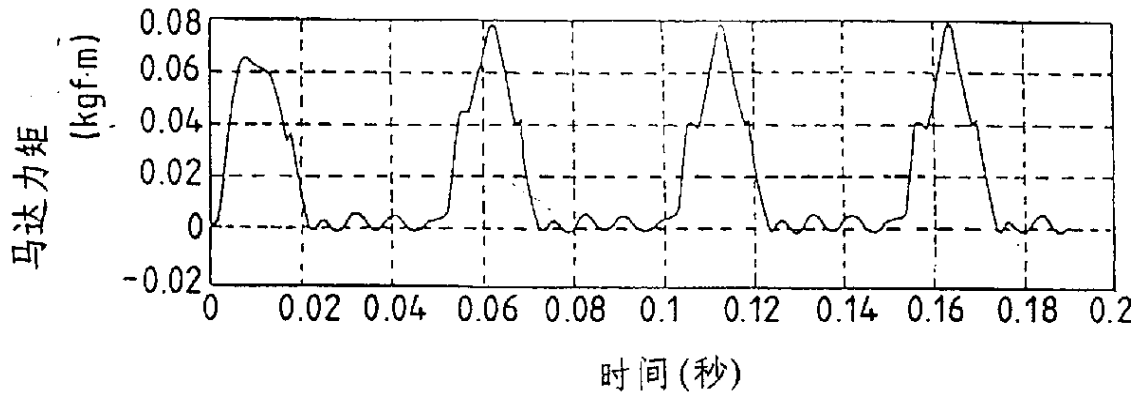


图 27

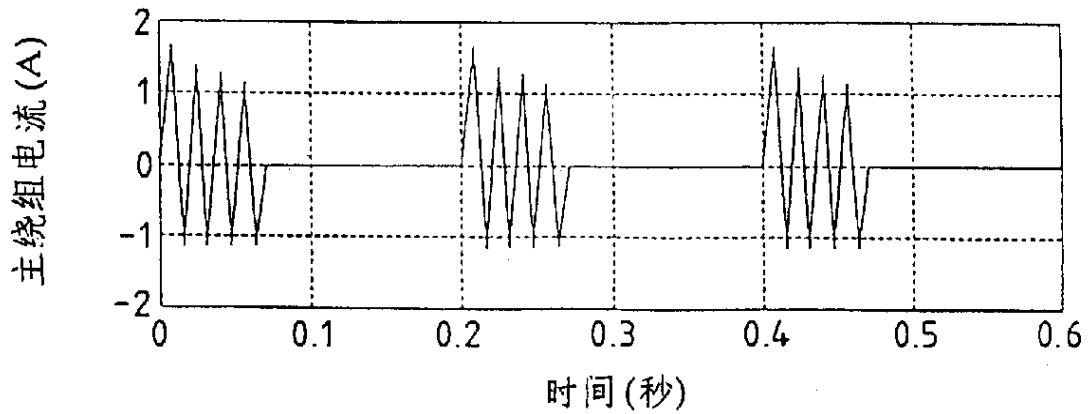


图 28

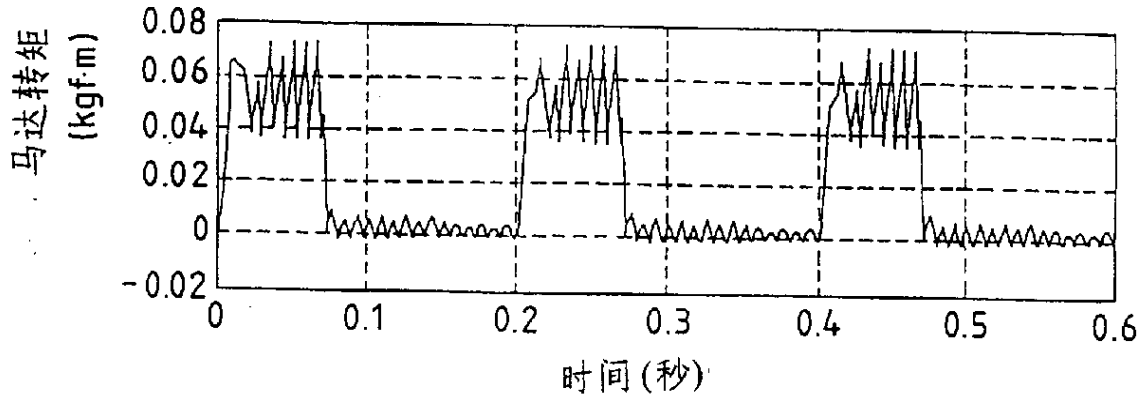


图 29

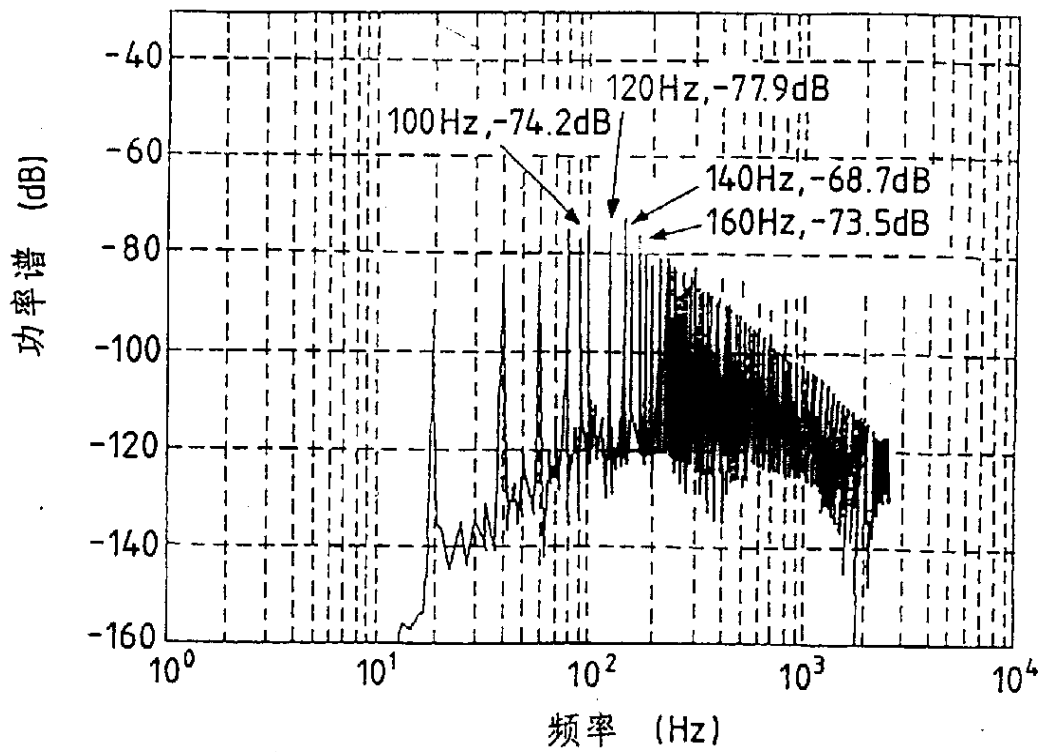


图 30

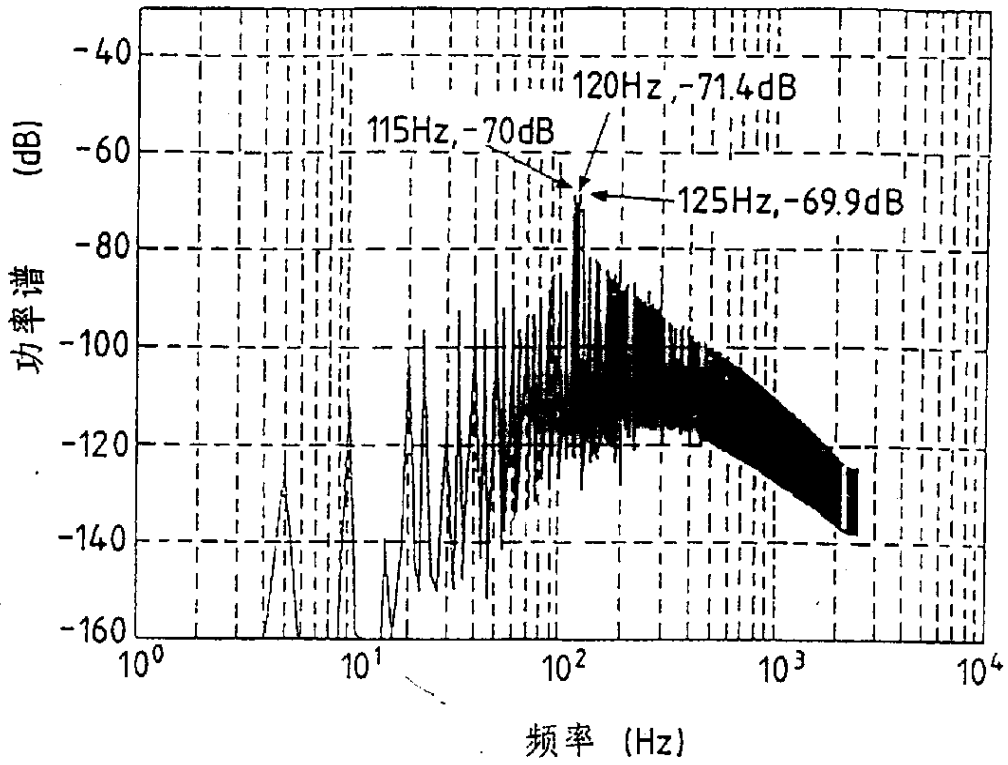


图 31

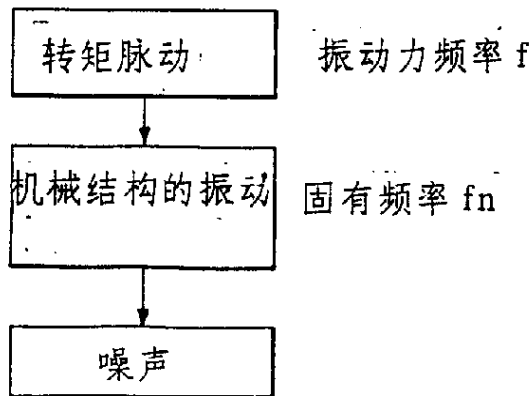


图 32

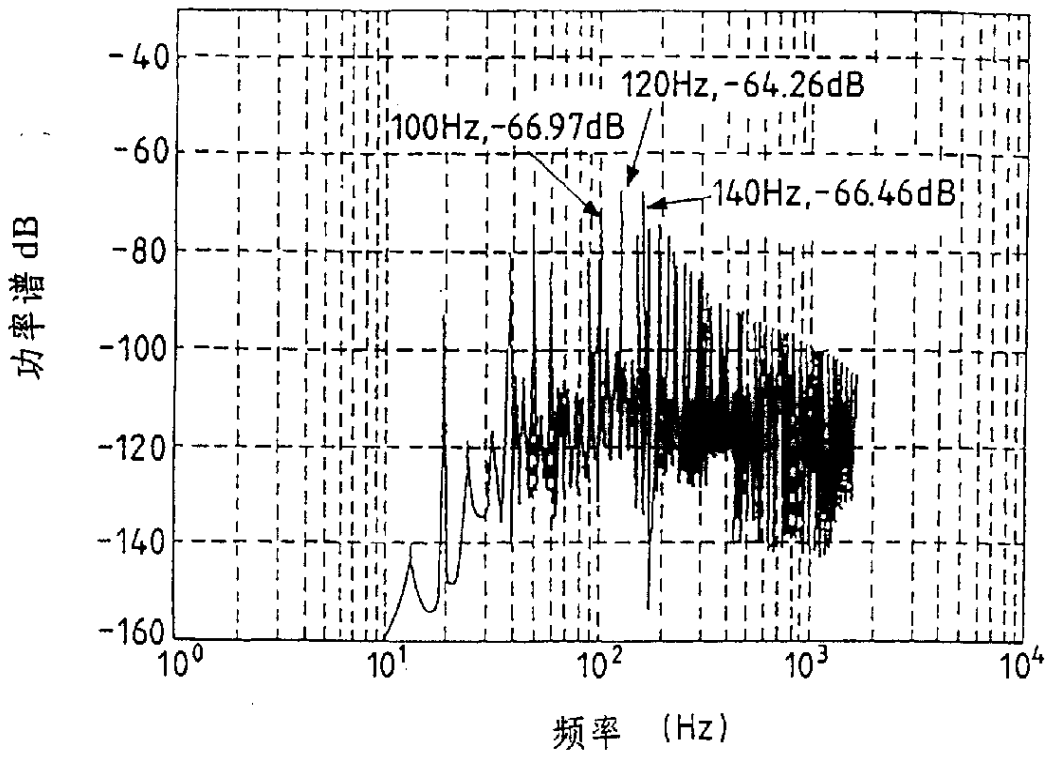


图 33

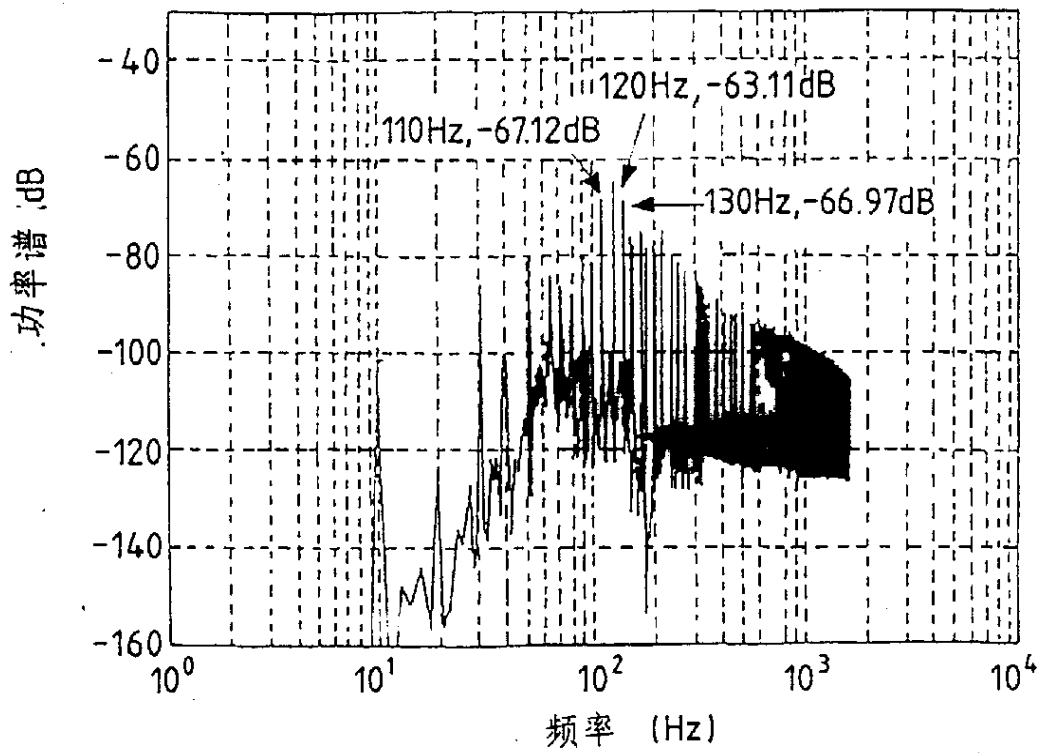


图 34

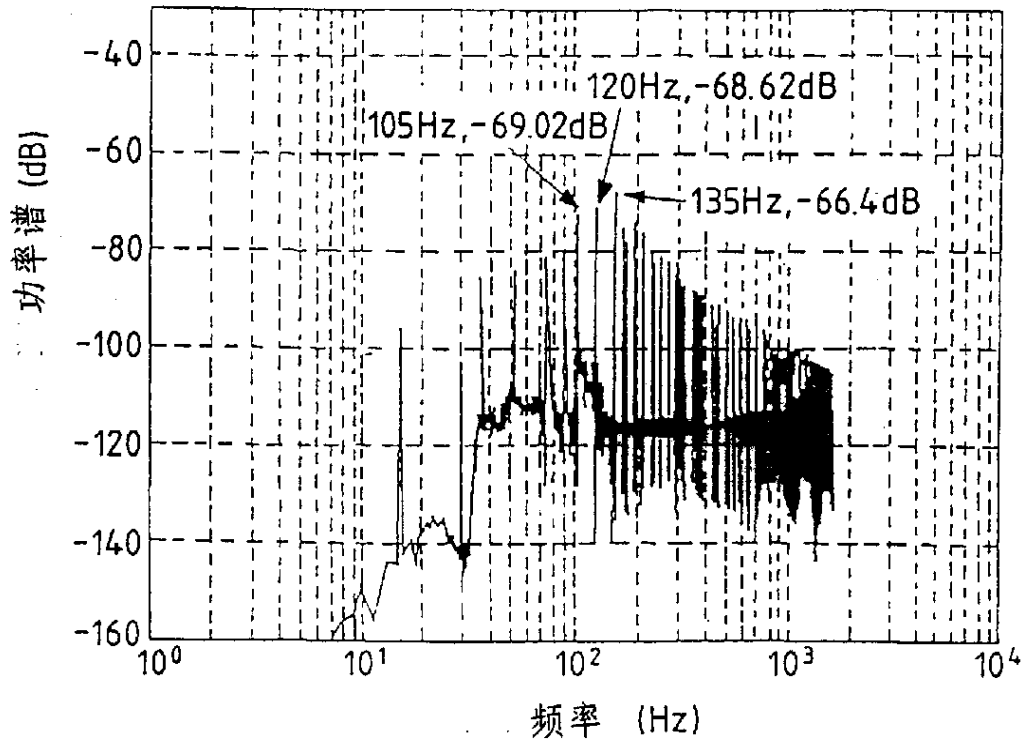


图 35

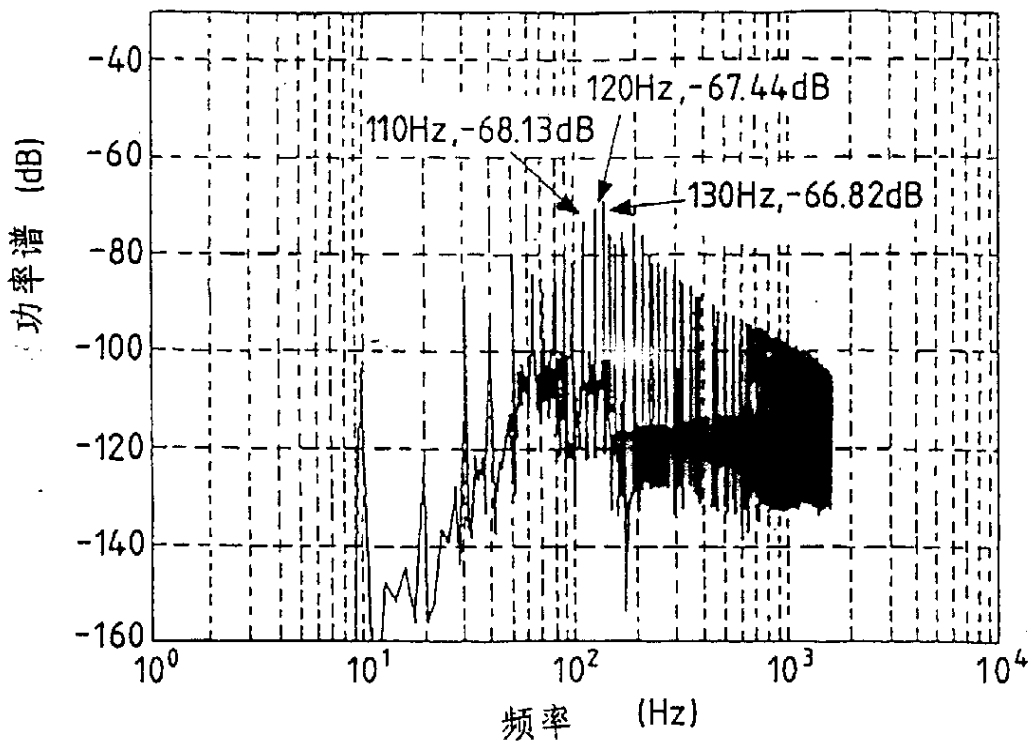


图 36

模式 1 周期数		模式 2 周期数		模式 3 周期数		模式 4 周期数		激励率
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	
2	0	2	0	2	0	2	0	100
2	0	2	0	2	0	2	1	95.8
2	0	2	1	2	0	2	1	91.7
2	0	2	1	2	1	2	1	87.5
2	1	2	1	2	1	2	1	83.3
2	1	2	1	2	1	2	2	81.3
2	1	2	2	2	1	2	2	79.2
2	1	2	2	2	2	2	2	77.1
2	2	2	2	2	2	2	2	75.0
2	2	2	2	2	2	2	3	73.8
2	2	2	3	2	2	2	3	72.5
2	2	2	3	2	3	2	3	71.3
2	3	2	3	2	3	2	3	70.0
2	3	2	3	2	3	2	4	69.2
2	3	2	4	2	3	2	4	68.3
2	3	2	4	2	4	2	4	67.5
2	4	2	4	2	4	2	4	66.7

图 37

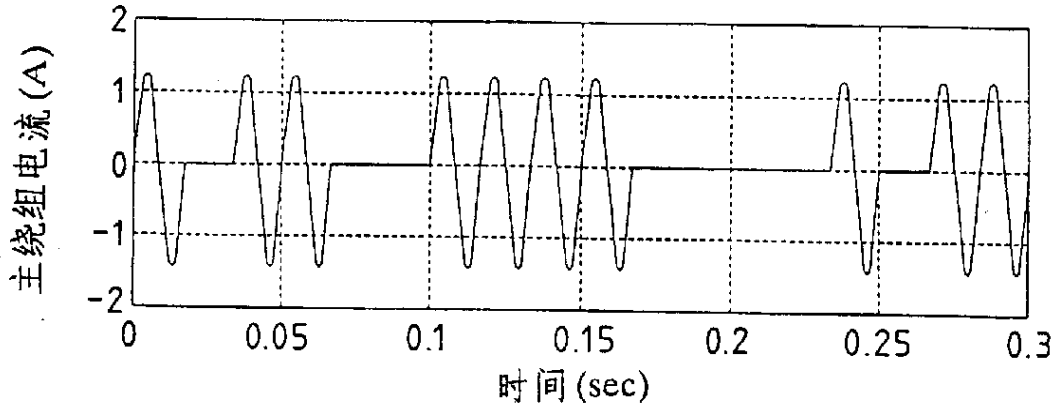


图 38

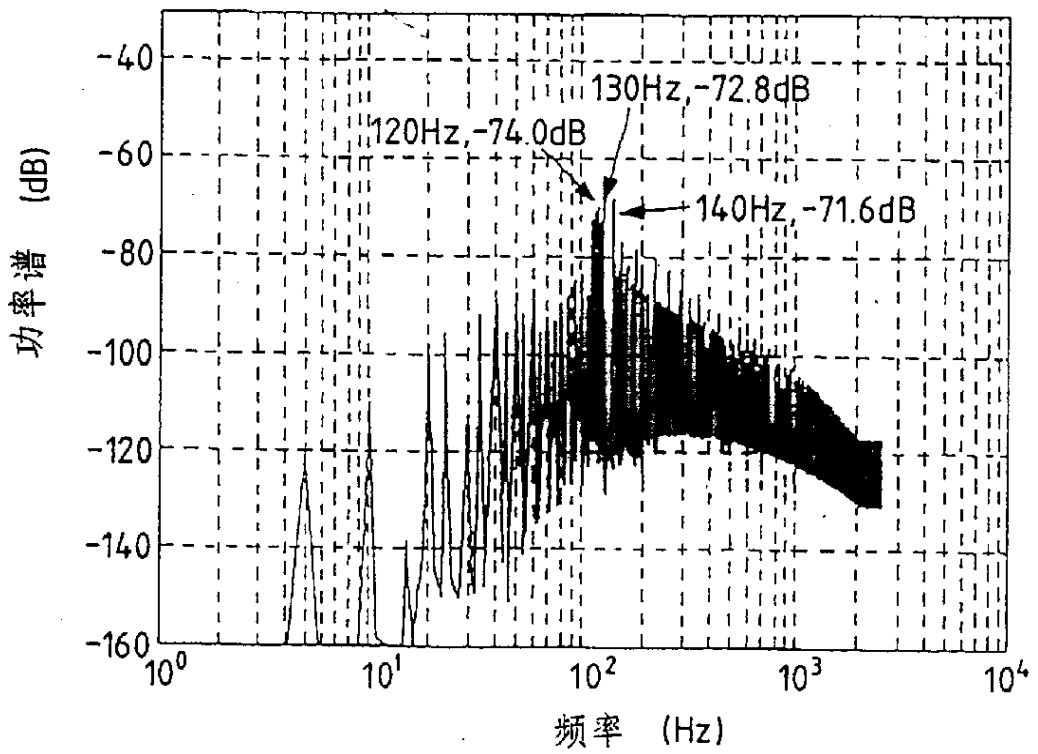


图 39

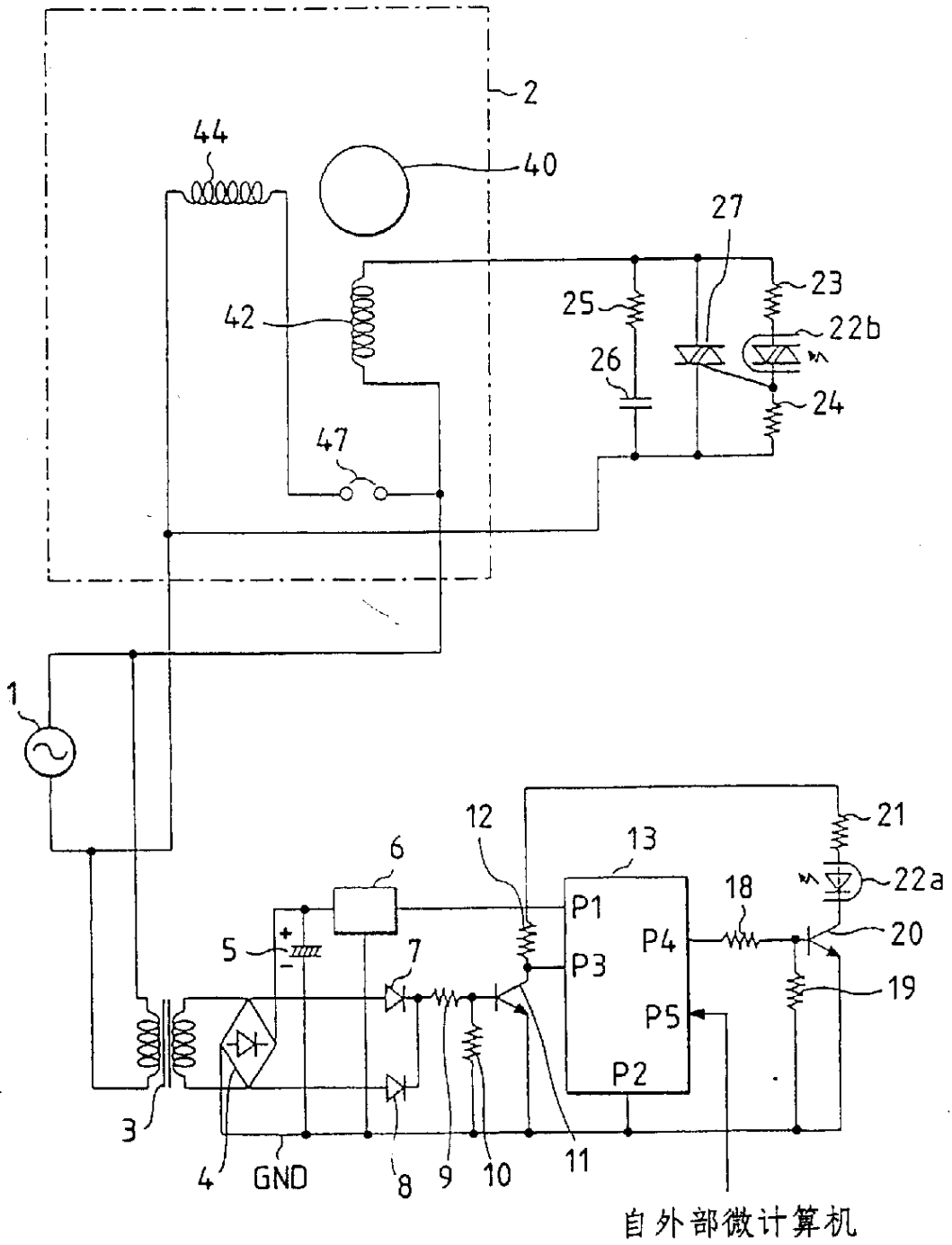


图 40

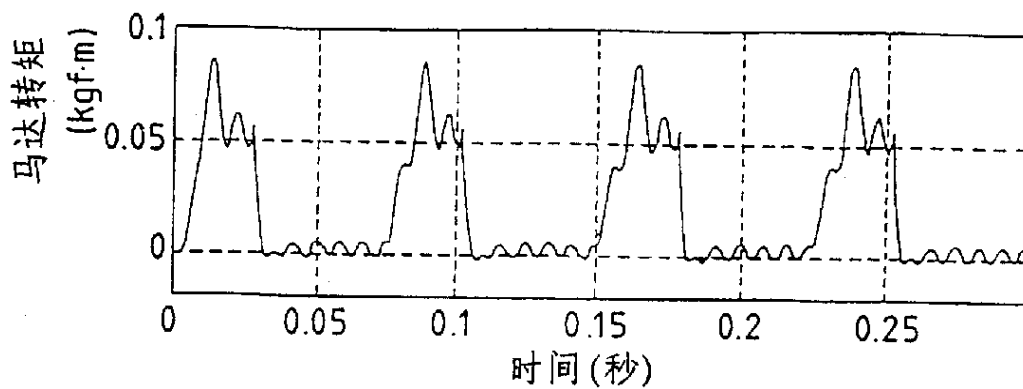


图 41

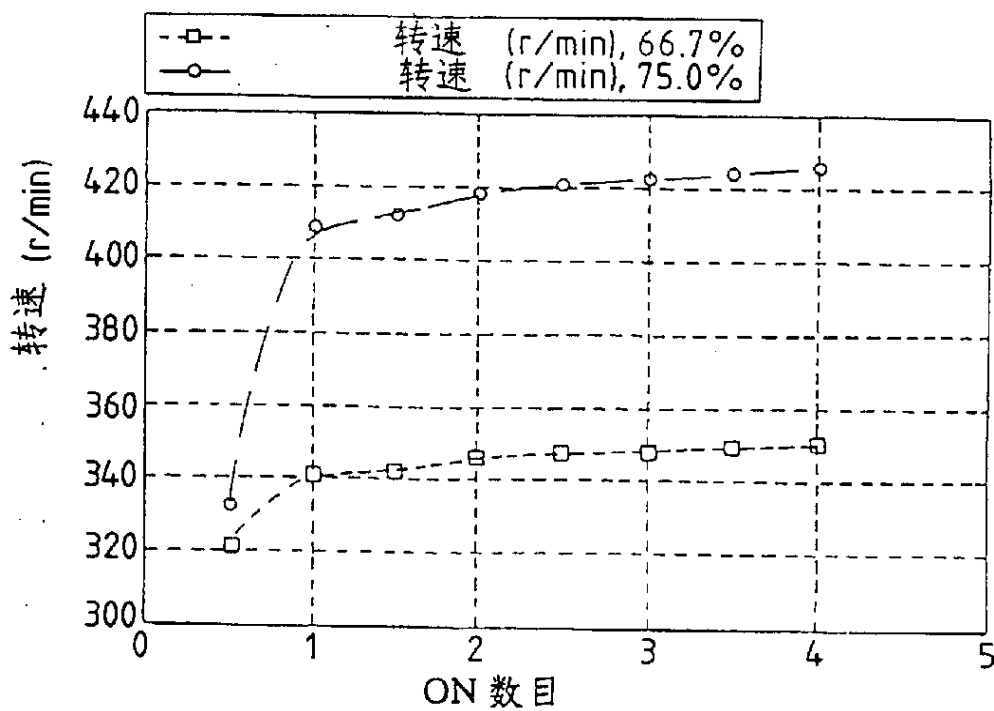


图 42

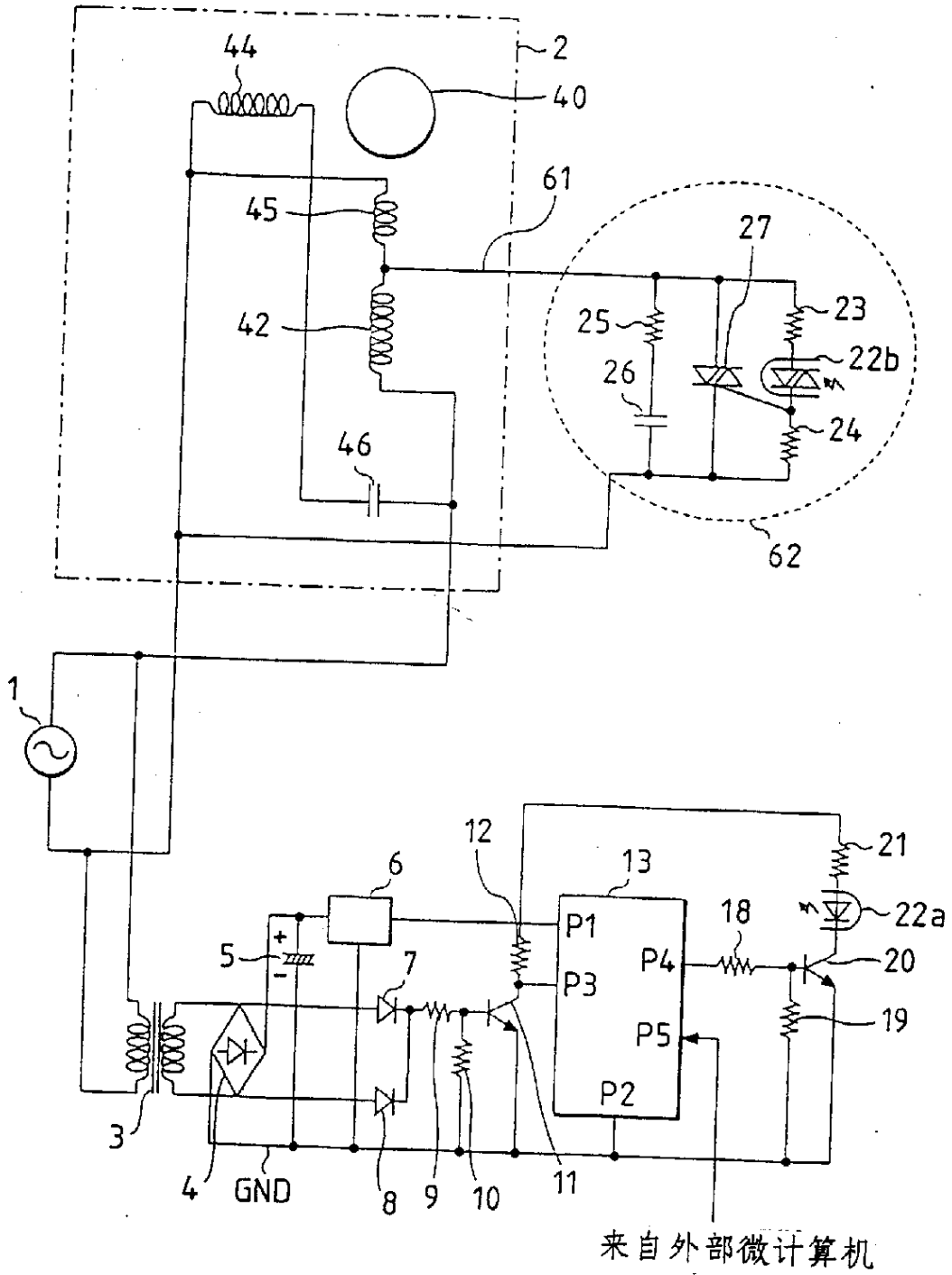


图 43

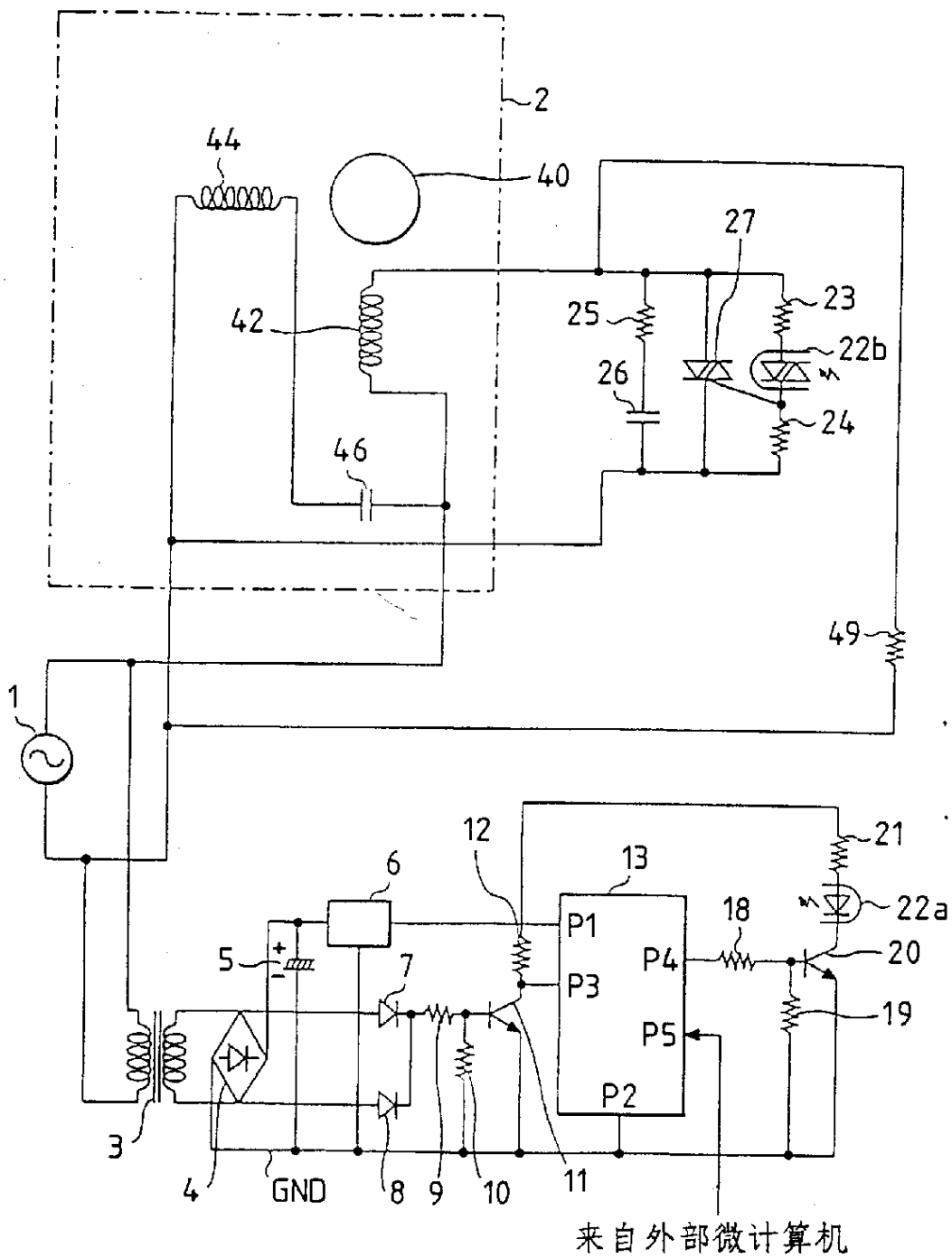


图 44

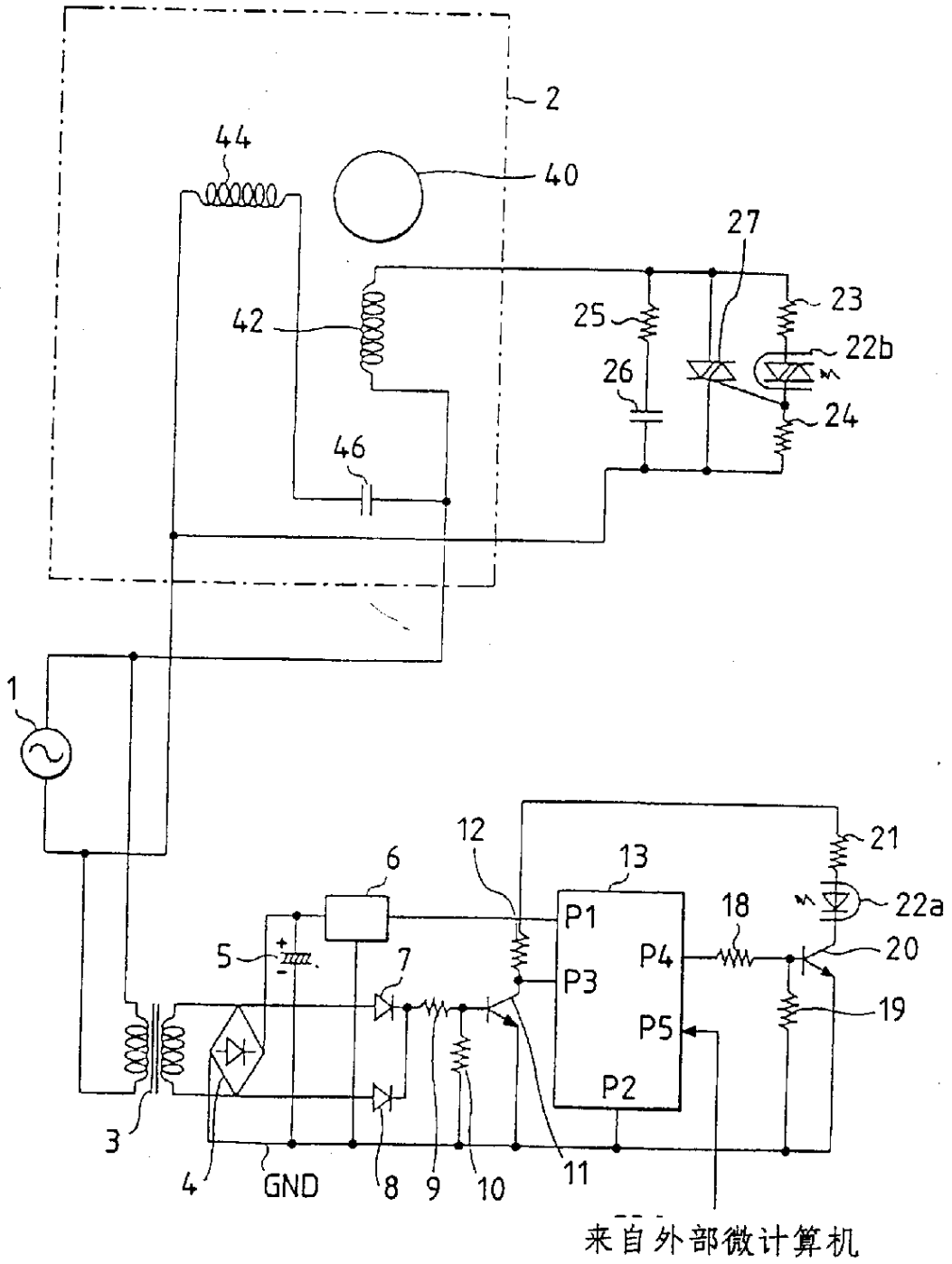


图 45

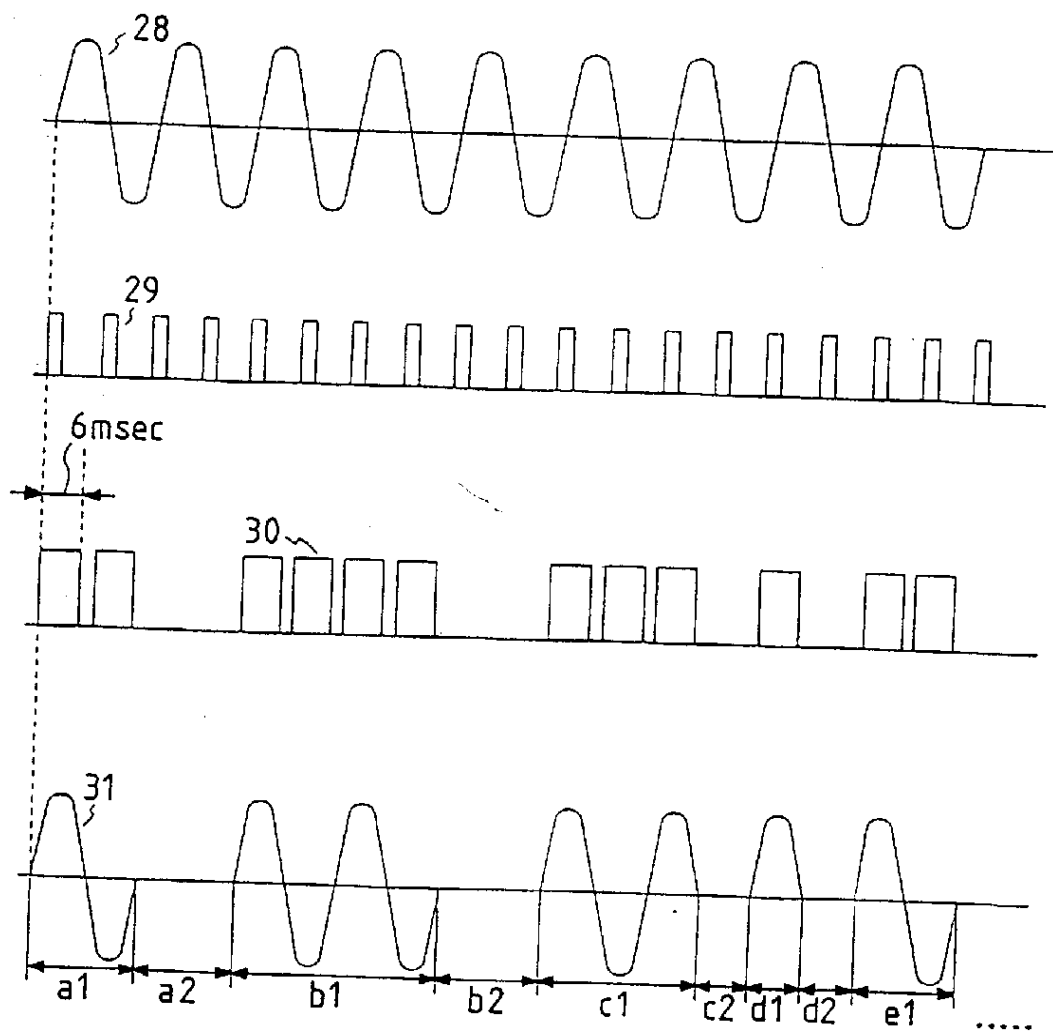


图 46

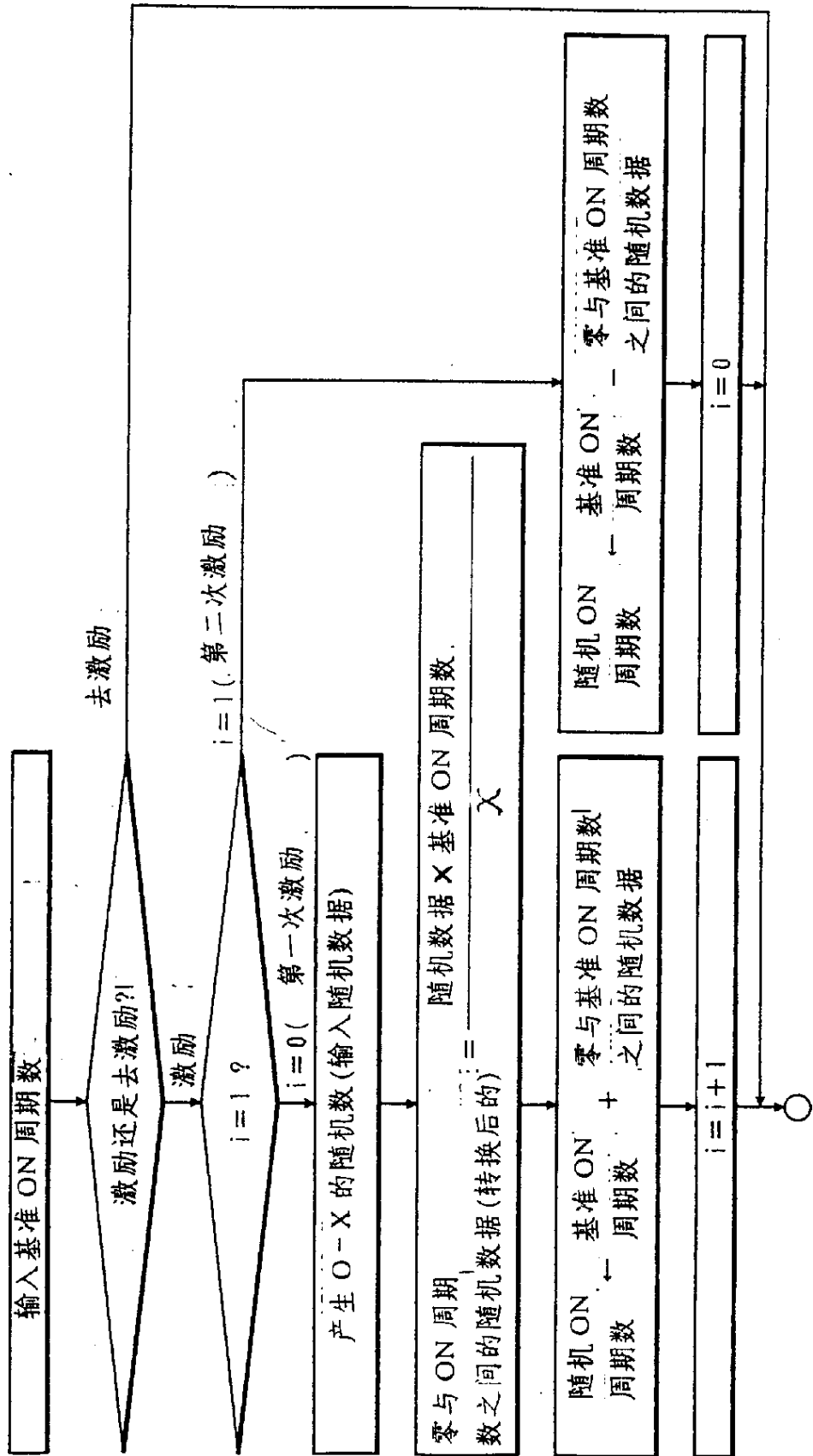


图 47

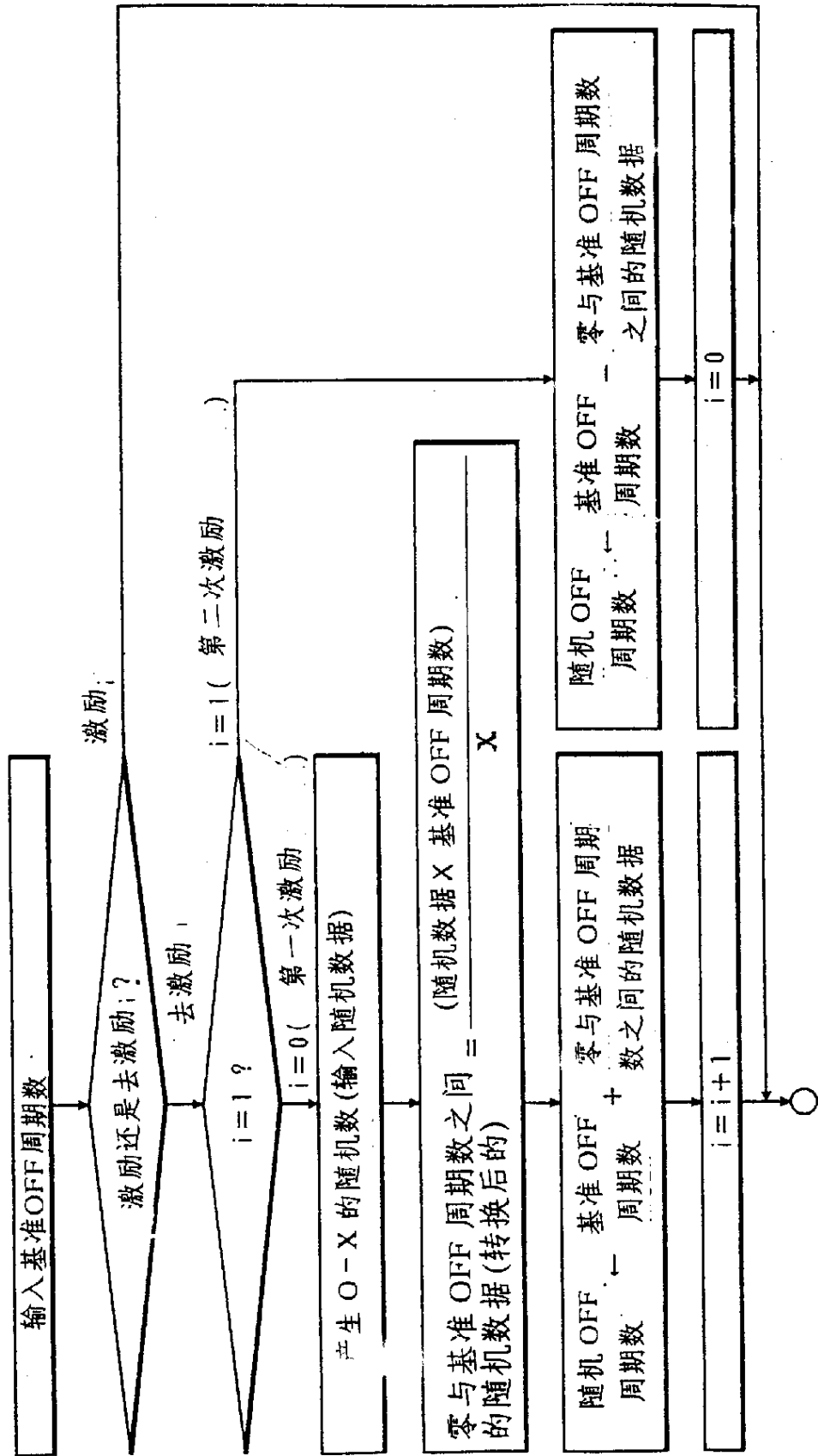


图 48

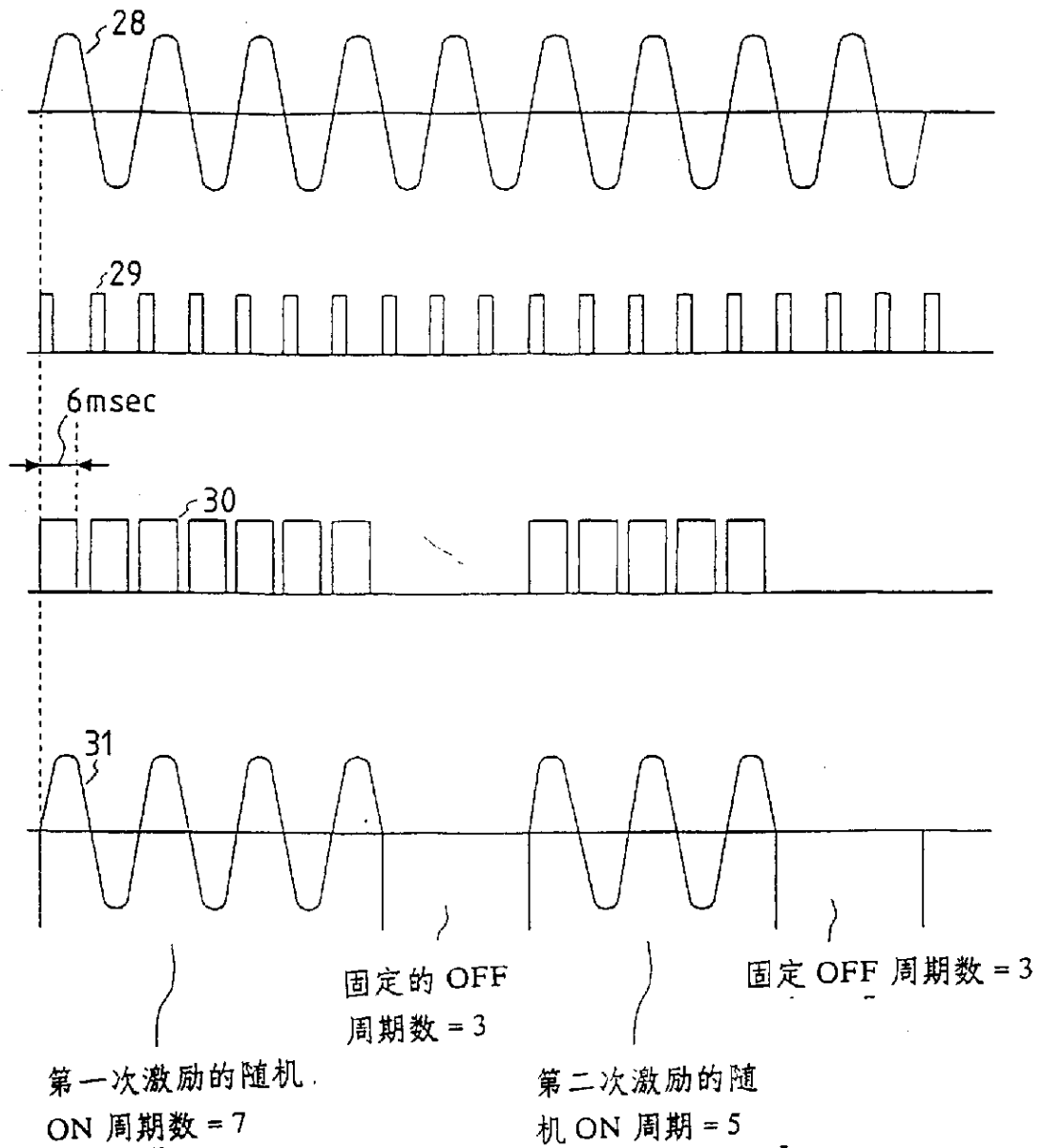


图 49

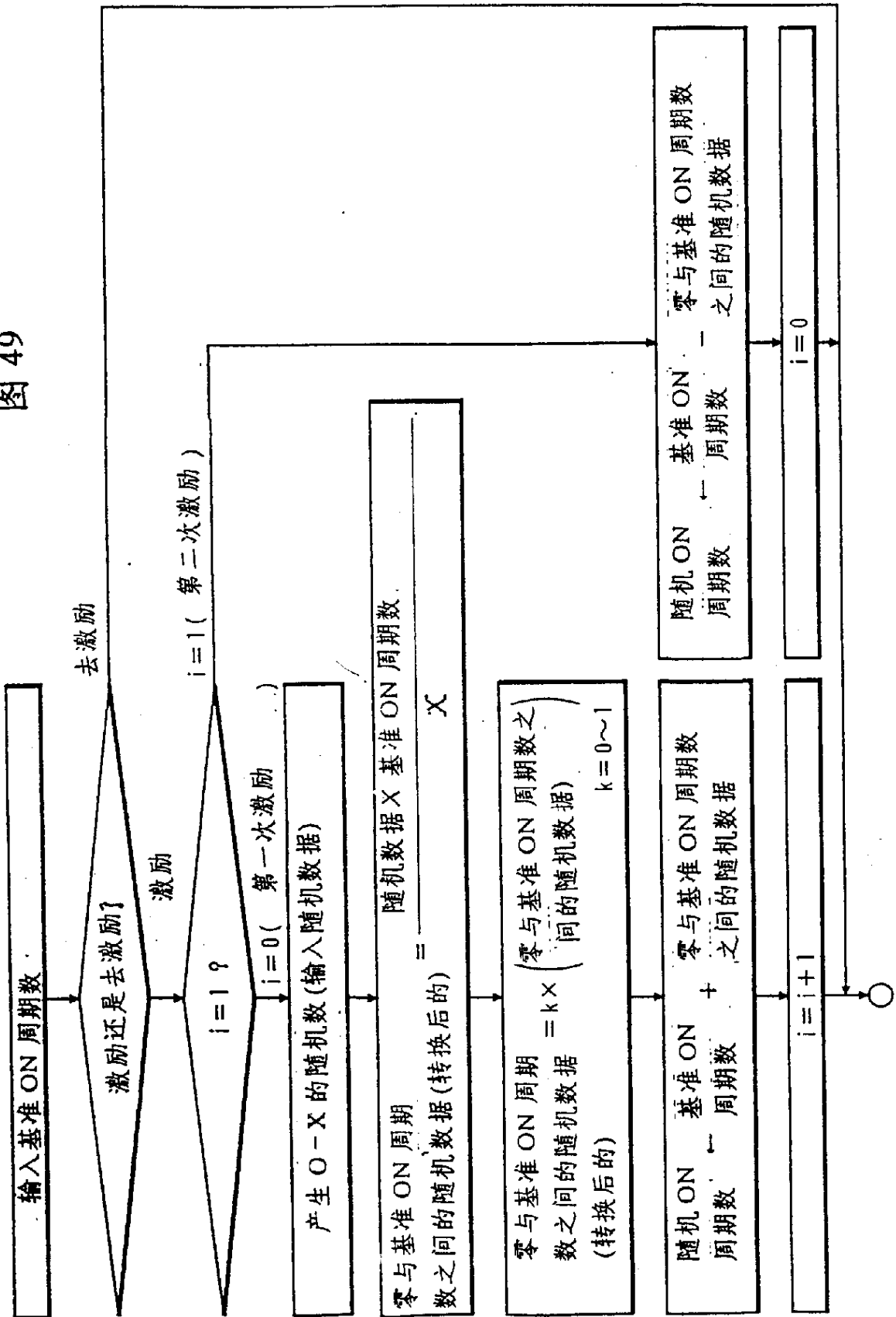


图 50

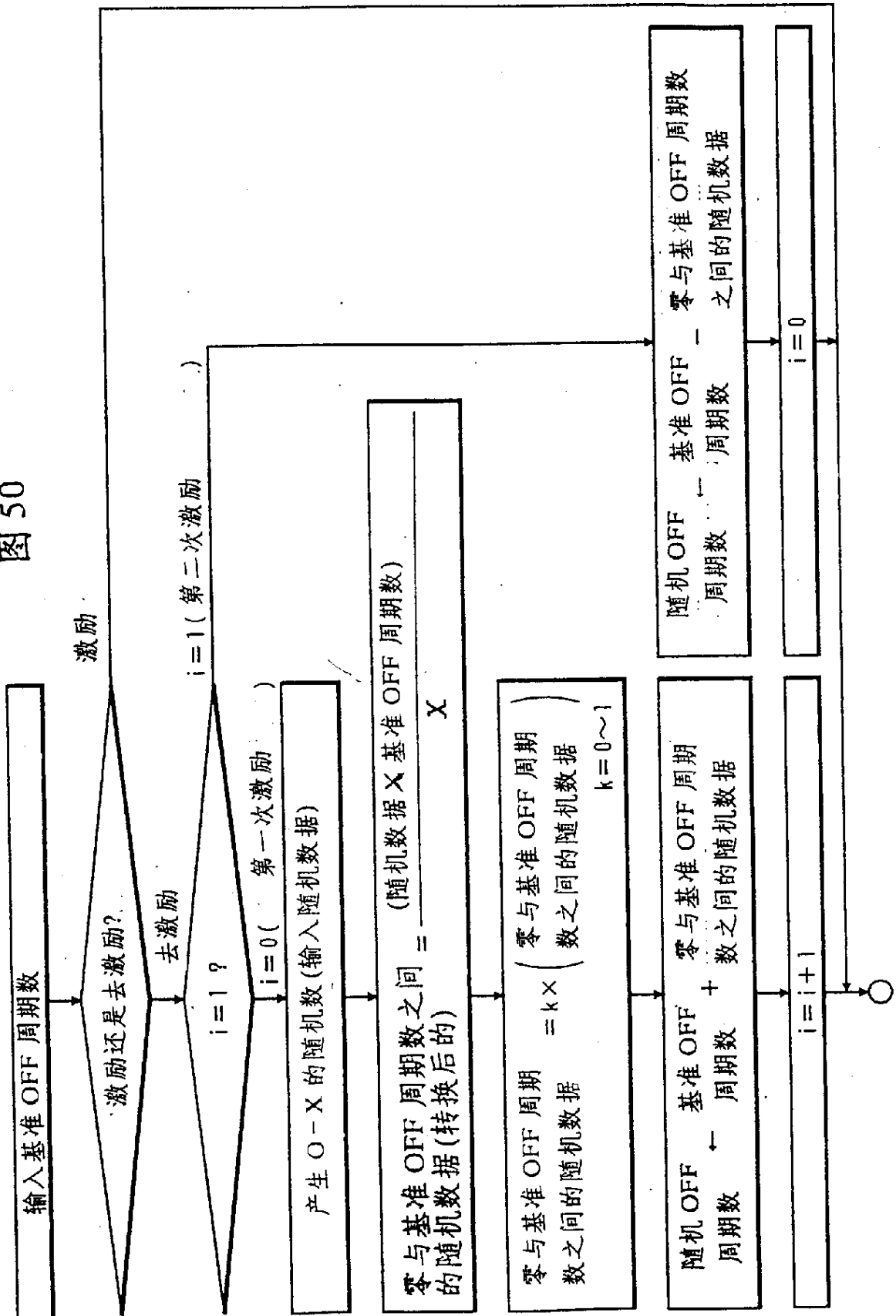


图 51

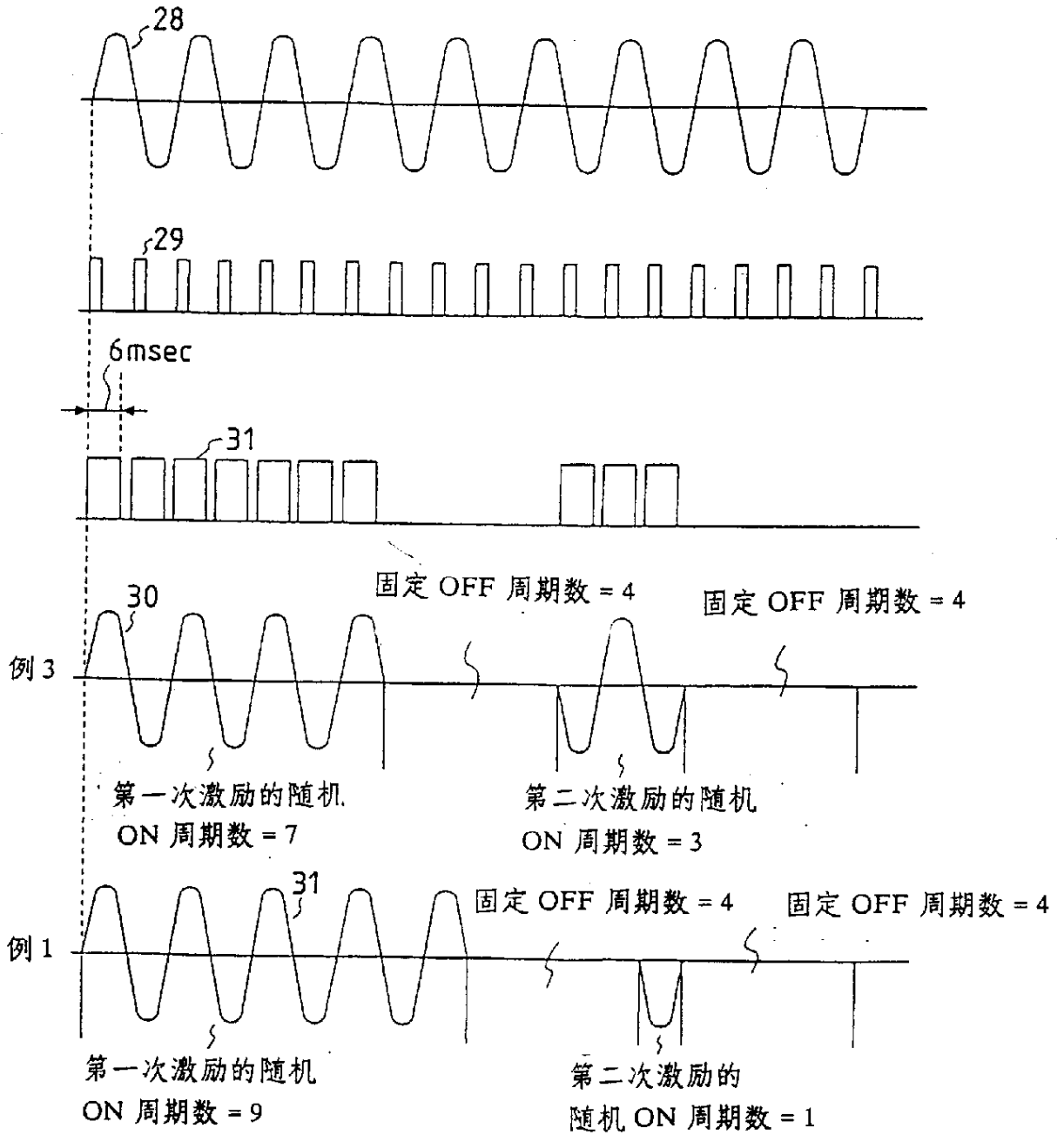


图 52

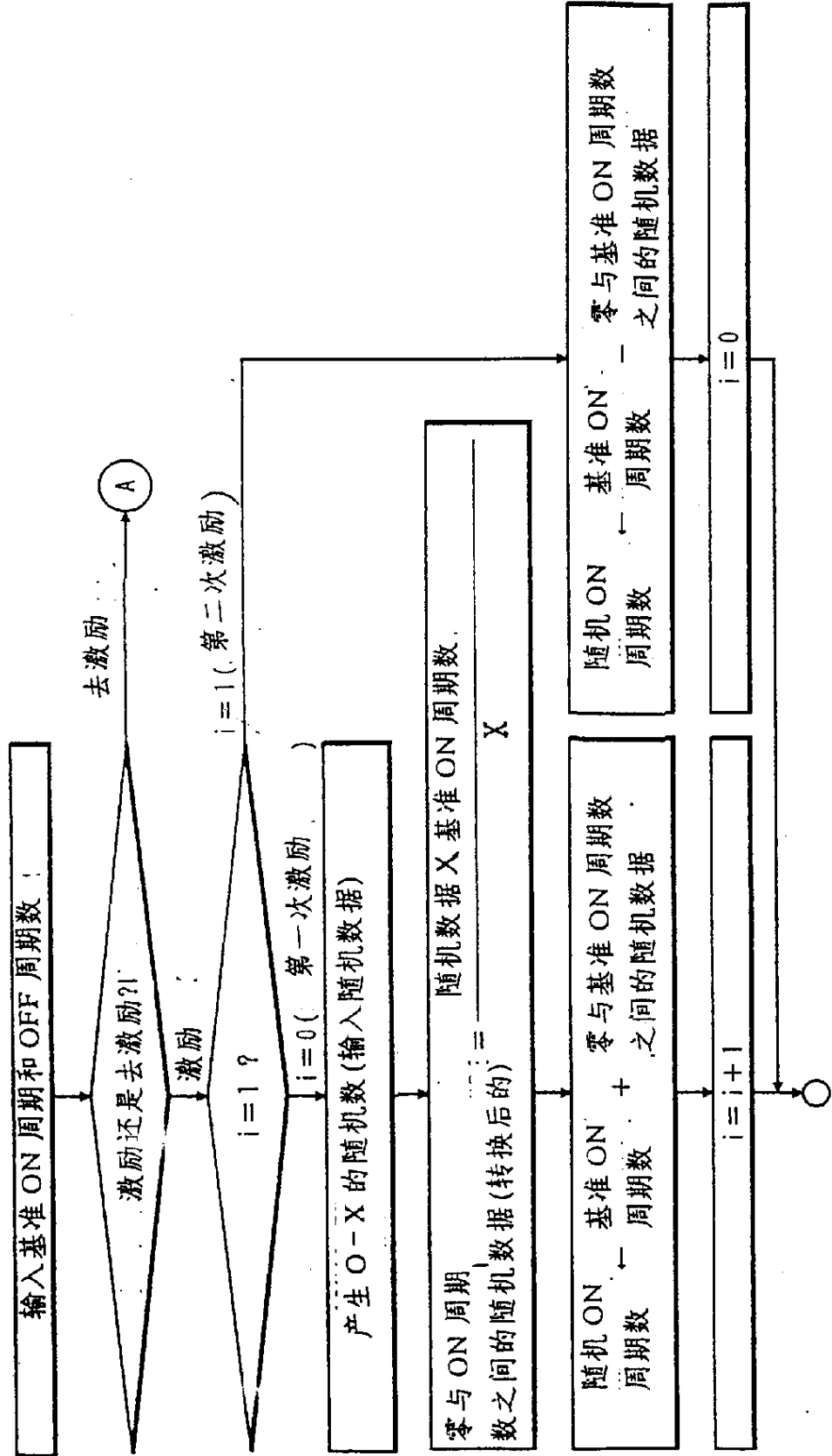


图 53

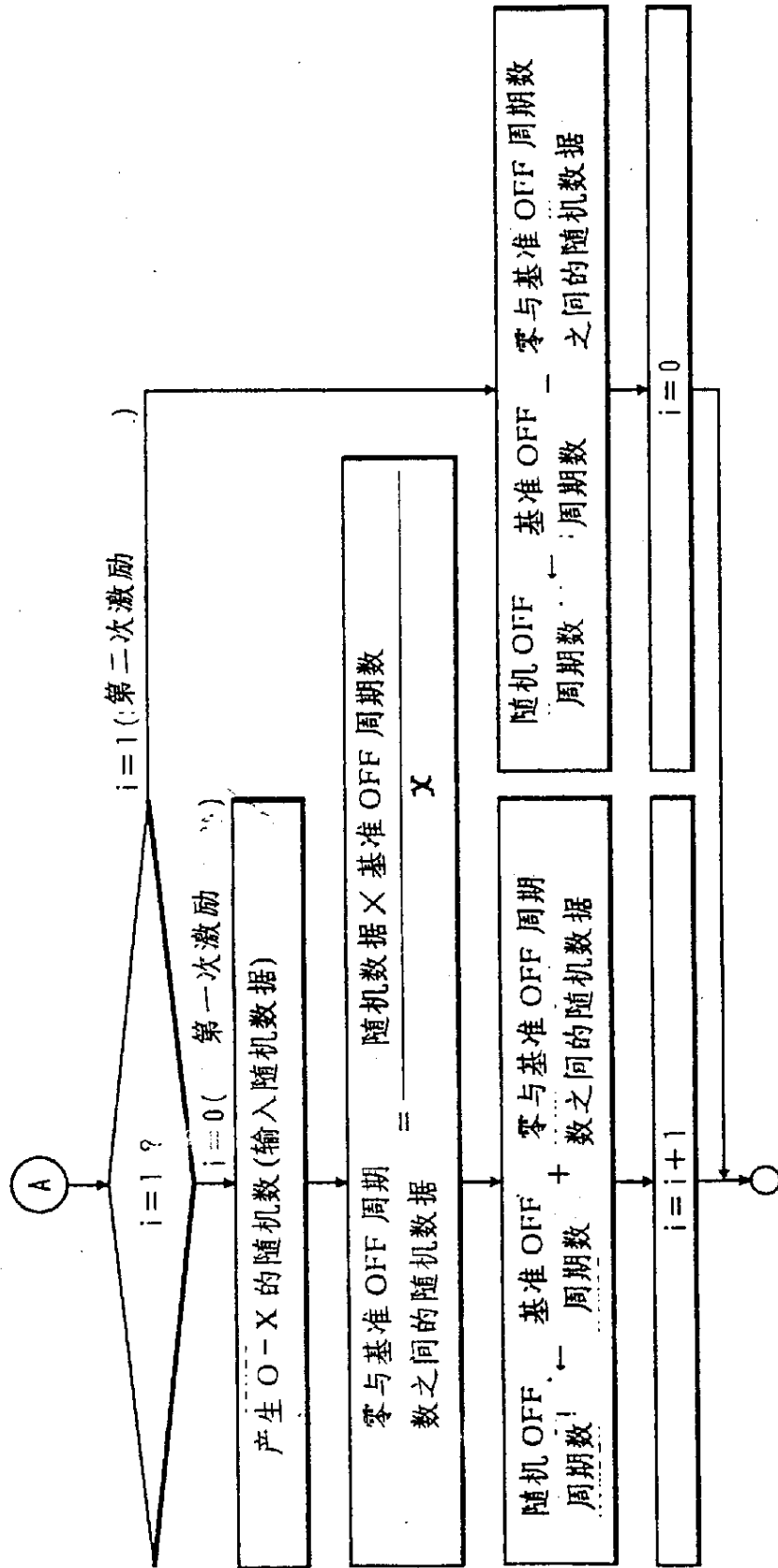


图 54

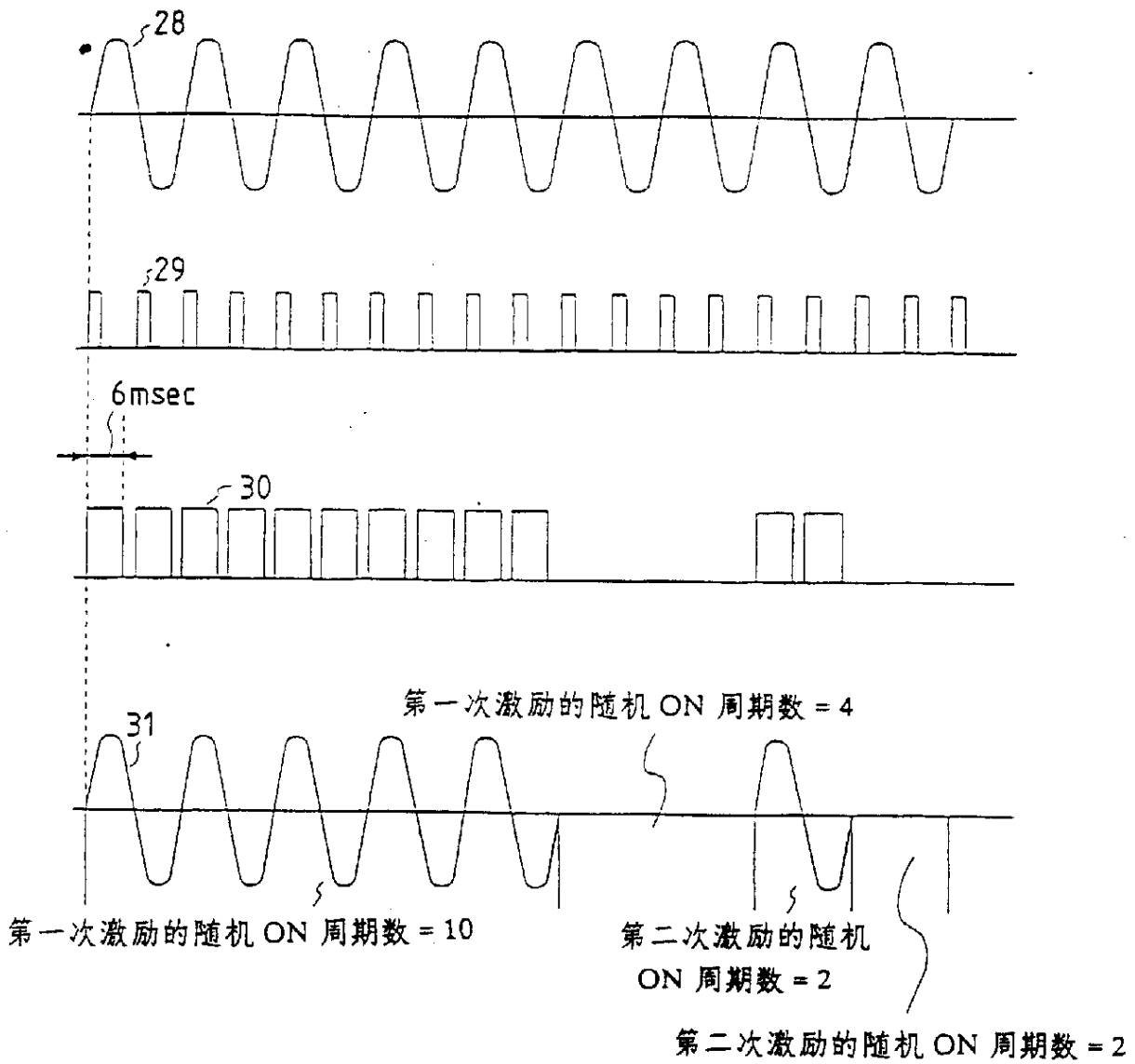


图 55

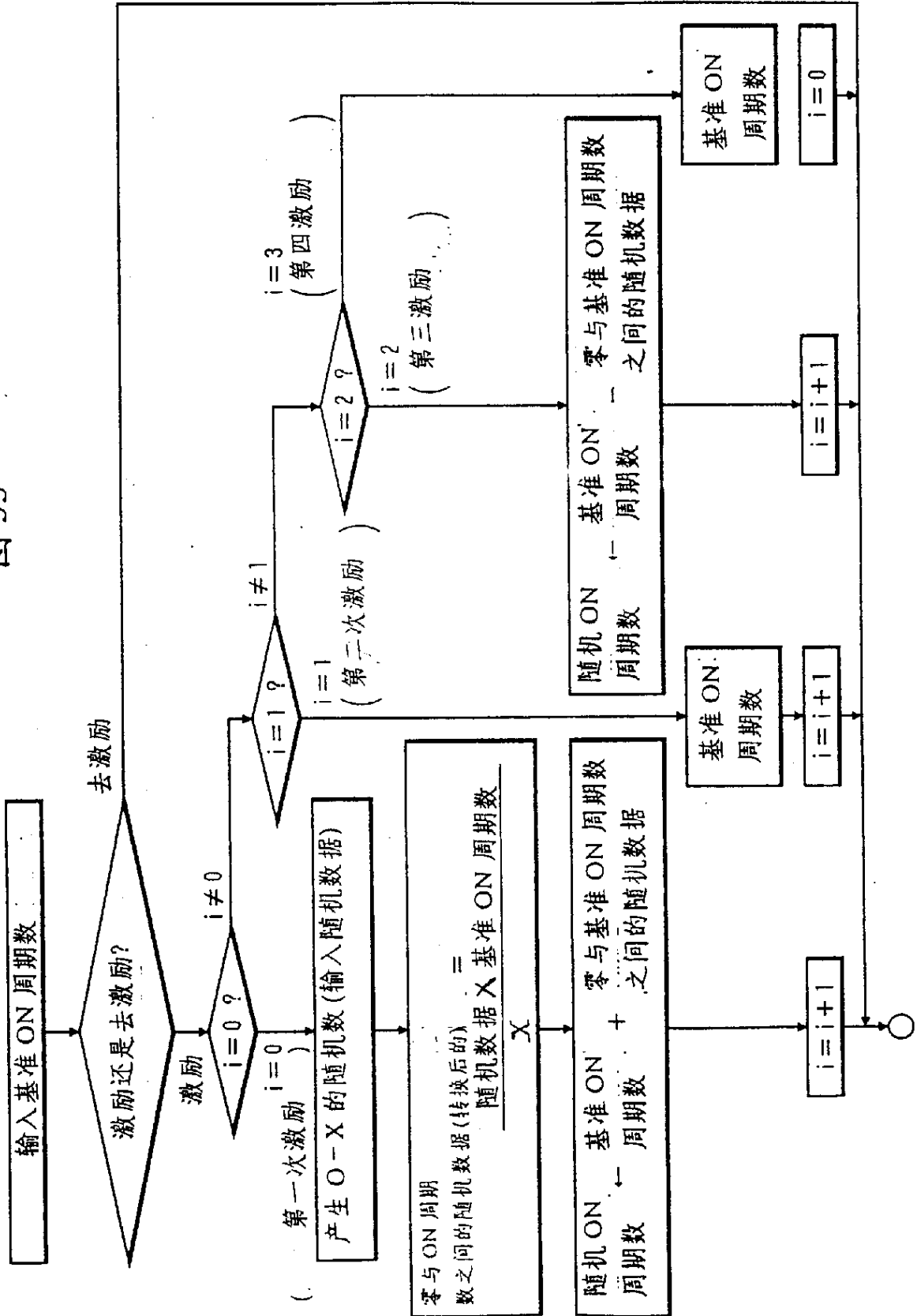


图 56

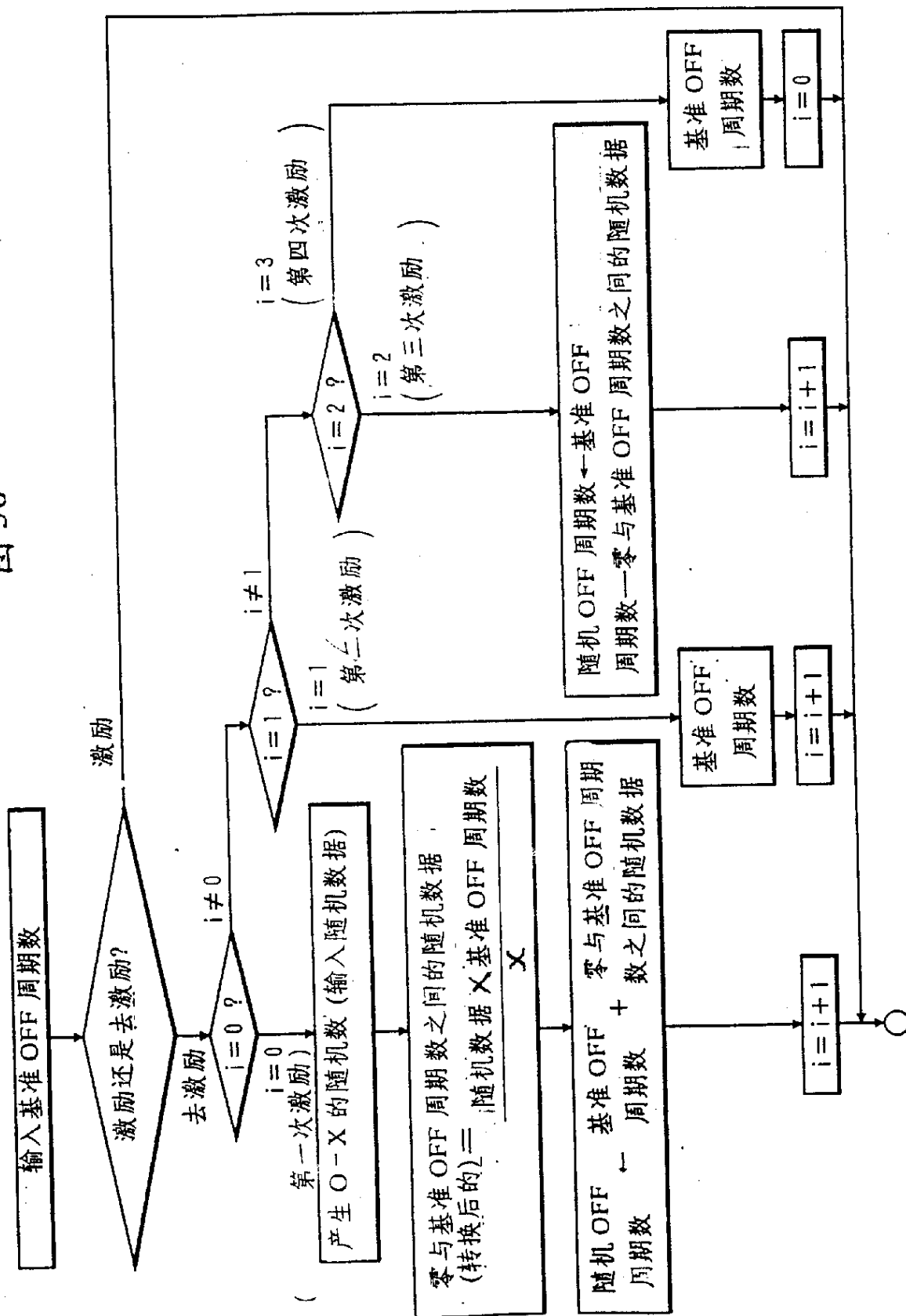


图 57

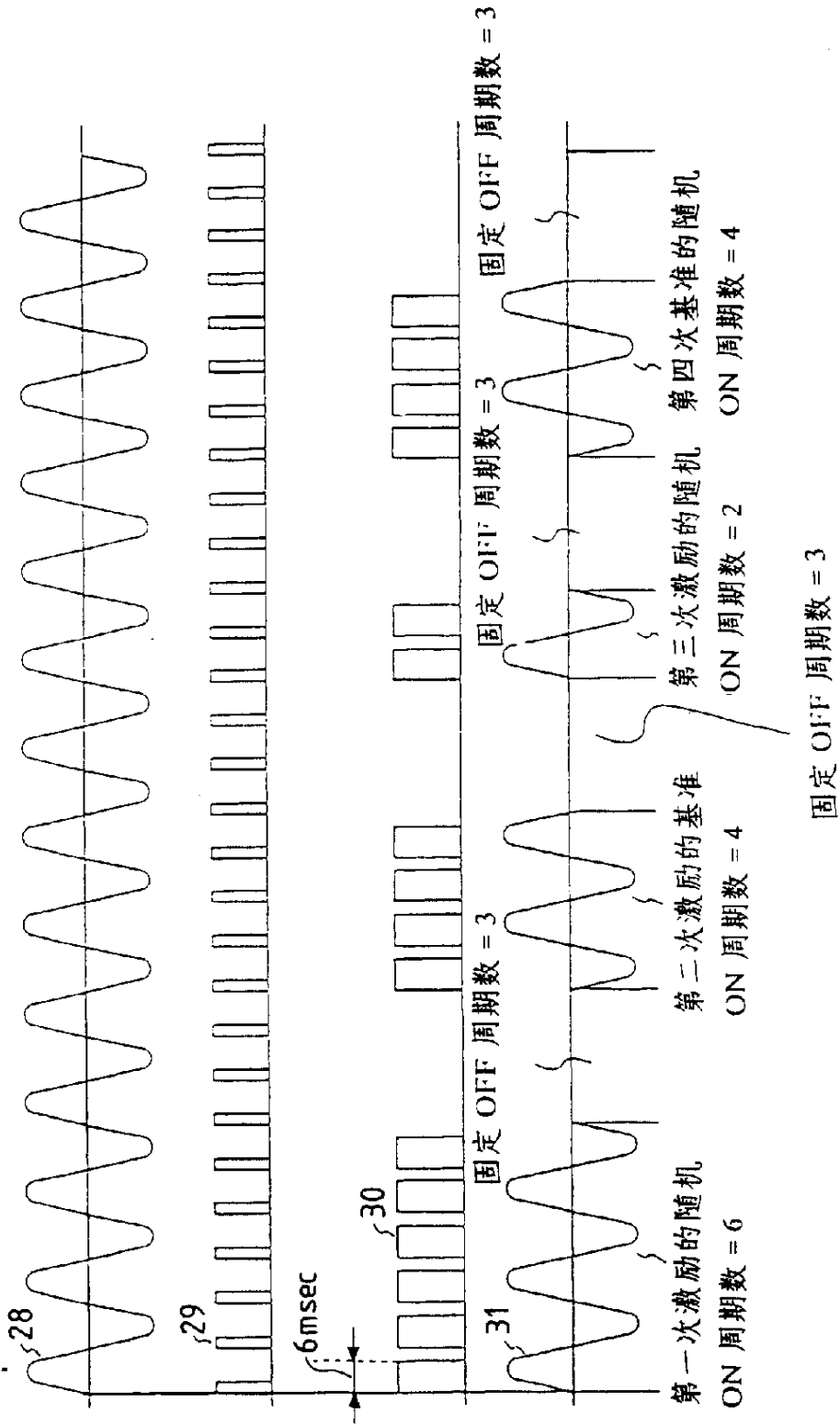


图 58

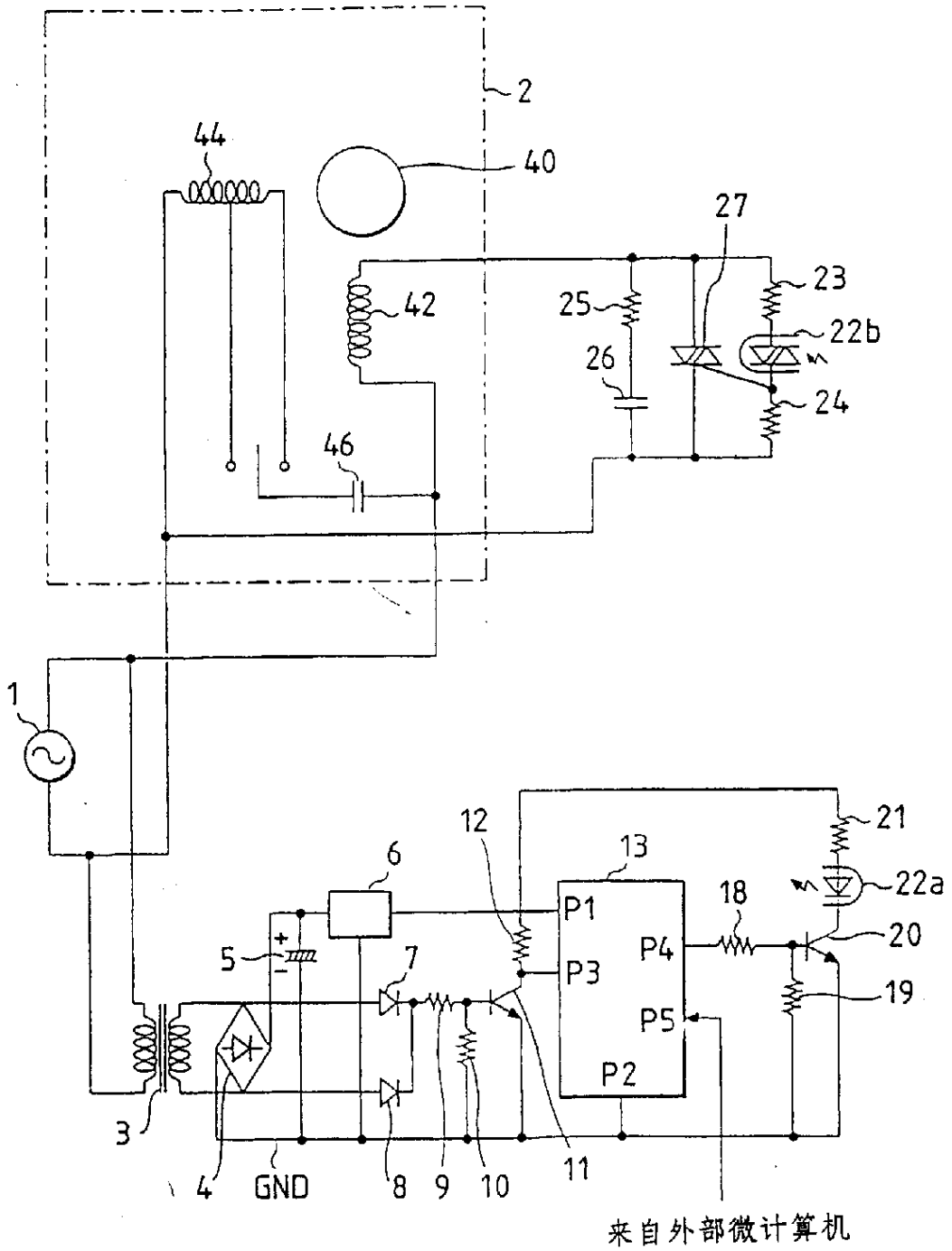


图 59

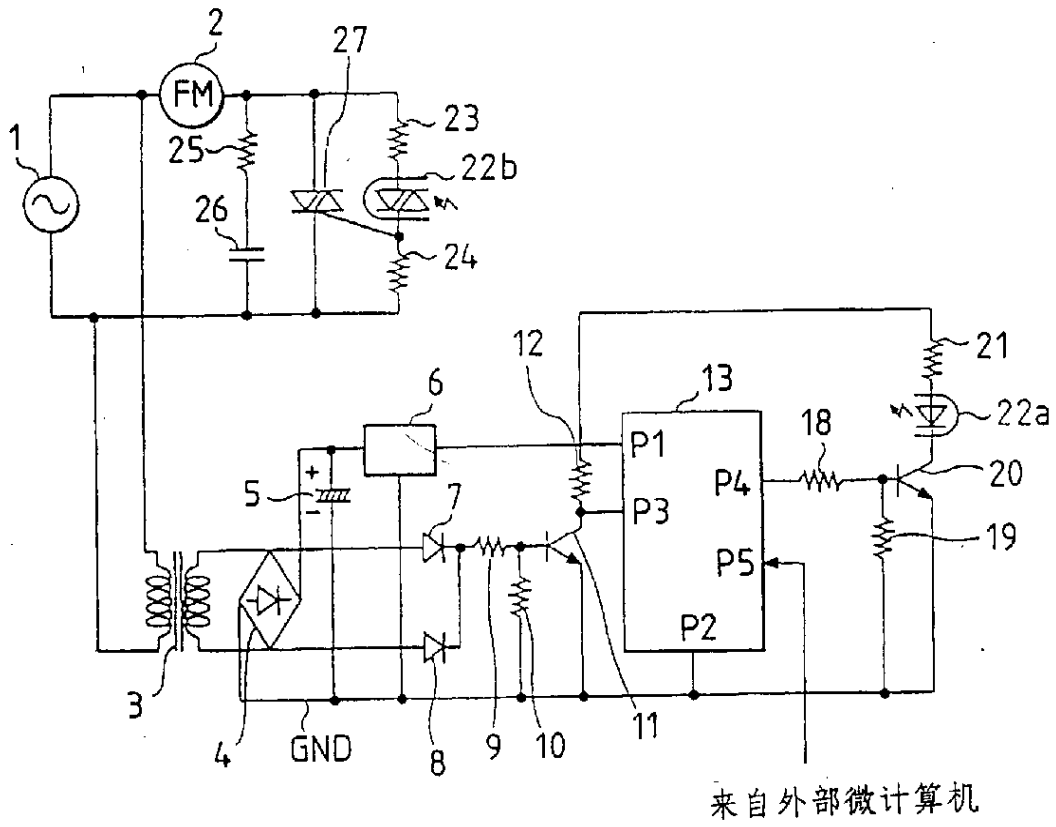


图 60

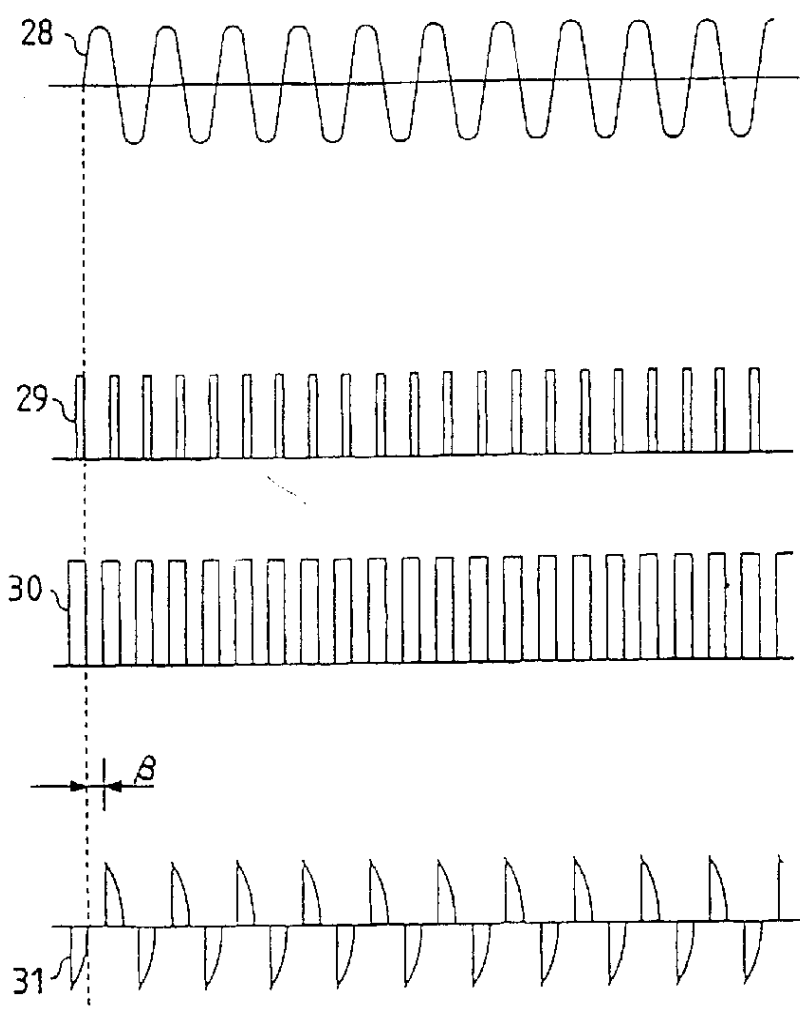


图 61

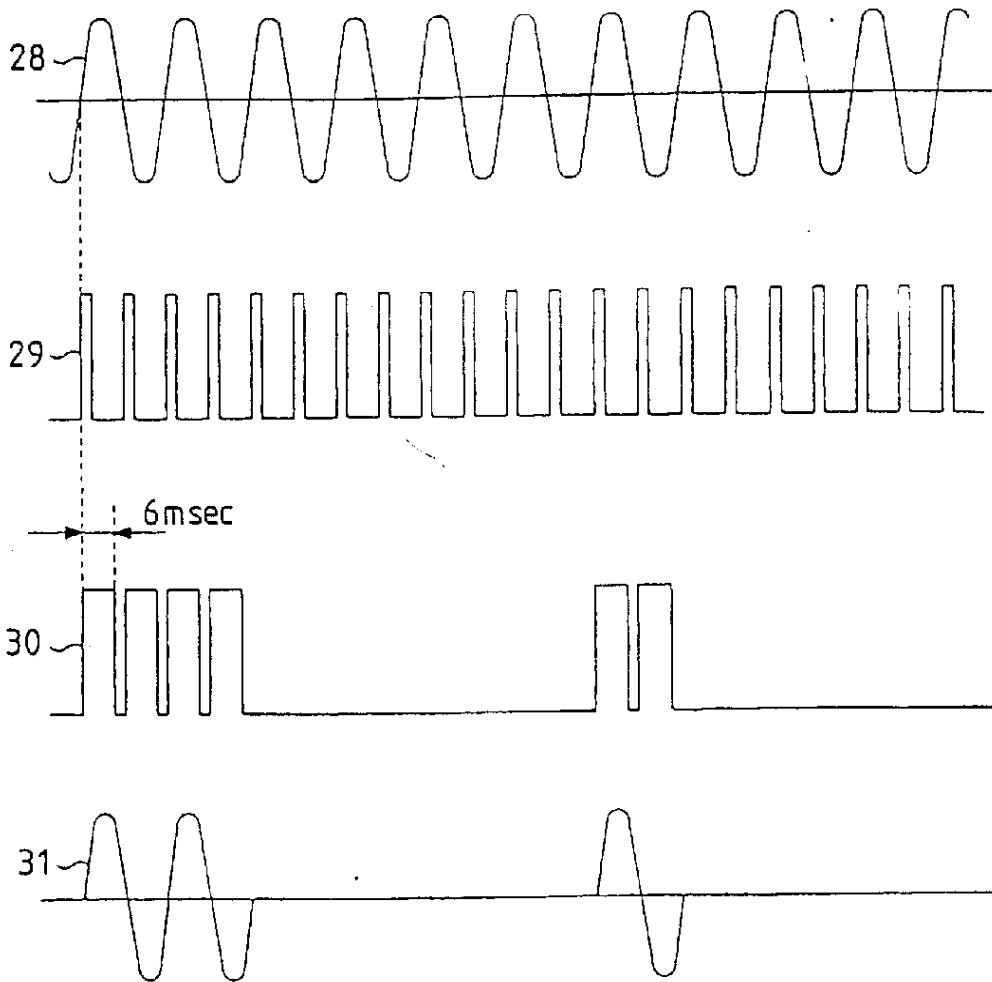


图 62

总 ON 周期数	模式 1 中 的周期数		模式 2 中 的周期数		模式 3 中 的周期数		模式 4 中 的周期数		激励率
	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	
24	6	0	6	0	6	0	6	0	100
23	6	0	6	0	6	0	5	1	95.8
22	6	0	5	1	6	0	5	1	91.7
21	6	0	5	1	5	1	5	1	87.5
20	5	1	5	1	5	1	5	1	83.3
19	5	1	5	1	5	1	4	2	79.2
18	5	1	4	2	5	1	4	2	75.0
17	5	1	4	2	4	2	4	2	70.8
16	4	2	4	2	4	2	4	2	66.7
15	4	2	4	2	4	2	3	3	62.5
14	4	2	3	3	4	2	3	3	58.3
13	4	2	3	3	3	3	3	3	54.2
12	3	3	3	3	3	3	3	3	50.0
11	3	3	3	3	3	3	2	4	45.8
10	3	3	2	4	3	3	2	4	41.7
9	3	3	2	4	2	4	2	4	37.5
8	2	4	2	4	2	4	2	4	33.3
7	2	4	2	4	2	4	1	5	29.2
6	2	4	1	5	2	4	1	5	25.0
5	2	4	1	5	1	5	1	5	20.8