(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105121875 B
(45)授权公告日 2019.06.18

(21)申请号 201480020398.3

(22)申请日 2014.03.07

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105121875 A

(43)申请公布日 2015.12.02

(30)优先权数据
2013-086143 2013.04.16 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2015.10.09

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2014/056054 2014.03.07

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2014/171222 JA 2014.10.23

(73)专利权人 埃地沃兹日本有限公司
地址 日本千叶县

(72)发明人 川岛敏明

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001
代理人 秦琳 陈岚

(51)Int.Cl.
F16C 32/04(2006.01)
H02K 7/09(2006.01)

(56)对比文件
JP 2004286045 A,2004.10.14,
JP 2004286045 A,2004.10.14,
CN 101147318 A,2008.03.19,
JP 2004301322 A,2004.10.28,
CN 1710799 A,2005.12.21,

审查员 闻秀娜

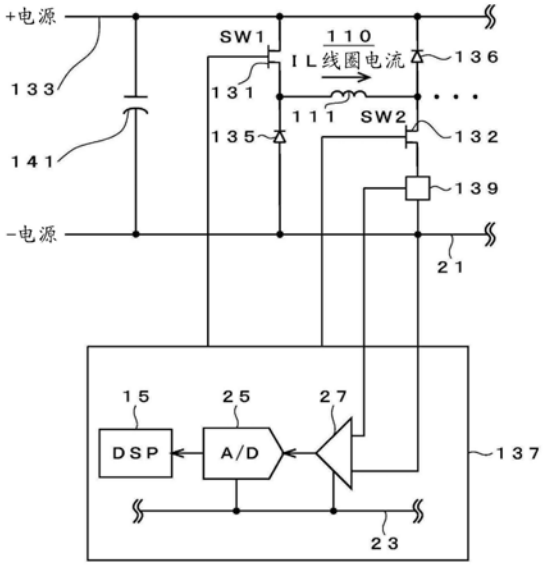
权利要求书1页 说明书8页 附图8页

(54)发明名称

磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵

(57)摘要

提供一种通过省略为了得到磁力轴承的控制电源电压而使用的DC/DC转换器来谋求电路的低成本化、小型化的磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵。具备:位置检测单元,对旋转体的半径方向位置和轴向位置进行检测;磁力轴承单元,基于由位置检测单元检测的半径方向位置和轴向位置并且通过电磁铁来控制半径方向位置和轴向位置;励磁电路,包含使电磁铁与电源之间断开接通的开关元件;电磁铁电流检测单元,对在电磁铁中流动的电流进行信号检测;电源电压检测单元,对电源的电压进行信号检测;以及脉冲宽度运算单元,按照每个定时运算对开关元件进行脉冲控制的脉冲宽度,脉冲宽度基于由电源电压检测单元检测的电源的电压和由电磁铁电流检测单元检测的电流来运算。



CN 105121875 B

1.一种磁力轴承装置，其特征在于，具备：旋转体；位置检测单元，对该旋转体的半径方向位置或轴向位置进行检测；磁力轴承单元，通过电磁铁来控制该半径方向位置或该轴向位置；励磁电路，包含使所述电磁铁与电源之间断开接通的开关元件；电磁铁电流检测单元，检测在所述电磁铁中流动的电流；电源电压检测单元，检测所述电源的变动的电压；以及脉冲宽度运算单元，按照每个定时运算对所述开关元件进行脉冲控制的脉冲宽度，所述脉冲宽度基于由所述电源电压检测单元所检测的所述电压和由所述电磁铁电流检测单元所检测的所述电流来运算。

2.根据权利要求1所述的磁力轴承装置，其特征在于，基于由所述电磁铁电流检测单元所检测的所述电流的电流值与电流指令值的电流误差来进行第一校正运算，基于当前的所述脉冲宽度来进行第二校正运算，基于由所述电磁铁的电阻的量造成的电压降来进行第三校正运算，该第三校正运算和所述第二校正运算所包含的直流的量的误差通过积分来校正运算。

3.根据权利要求1或权利要求2所述的磁力轴承装置，其特征在于，使对所述励磁电路的所述开关元件进行断开接通的开关频率为所述位置检测单元的载波频率的偶数倍。

4.根据权利要求1所述的磁力轴承装置，其特征在于，所述电磁铁电流检测单元被配置在所述开关元件的接地侧。

5.根据权利要求1、2或4所述的磁力轴承装置，其特征在于，所述电磁铁电流检测单元至少由电阻元件和差动放大器构成，将通过由在所述电磁铁中流动的电流造成的所述电阻元件的电压降而产生的所述电阻元件两端的电压输入到所述差动放大器中，基于该差动放大器的输出电压来检测在所述电磁铁中流动的电流。

6.根据权利要求3所述的磁力轴承装置，其特征在于，所述电磁铁电流检测单元至少由电阻元件和差动放大器构成，将通过由在所述电磁铁中流动的电流造成的所述电阻元件的电压降而产生的所述电阻元件两端的电压输入到所述差动放大器中，基于该差动放大器的输出电压来检测在所述电磁铁中流动的电流。

7.一种真空泵，其特征在于，具备根据权利要求1~6的任一项所述的磁力轴承装置。

磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵

技术领域

[0001] 本发明涉及磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵，特别是涉及通过省略为了得到磁力轴承的控制电源电压而使用的DC/DC转换器来谋求电路的低成本化、小型化的磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵。

背景技术

[0002] 磁力轴承被用于在半导体制造工序中使用的涡轮分子泵等旋转设备。基于涡轮分子泵的磁力轴承的结构例来对以往的磁力轴承励磁电路进行说明。

[0003] 作为磁力轴承的结构例，在图4中示出涡轮分子泵的截面图。在图4中，涡轮分子泵具备旋转体103，所述旋转体103多级地具备利用用于对气体进行排气的涡轮叶片(turbine blade)的多个旋转翼101a、101b、101c…。

[0004] 为了对该旋转体103进行轴承，通过配设上侧径向电磁铁105a、下侧径向电磁铁107a和轴向电磁铁109a来构成磁力轴承。此外，具备上侧径向传感器105b、下侧径向传感器107b、轴向传感器109b。

[0005] 在上侧径向电磁铁105a和下侧径向电磁铁107a中，通过如示出各个横截面图的图5那样构成的电磁铁卷线来构成4个电磁铁。这些4个电磁铁2个2个地相向配置而构成X轴方向和Y轴方向这2轴的磁力轴承。

[0006] 详细地，将分别卷绕到相邻的2个核心凸部的电磁铁卷线111、111作为一组来彼此反极性地配置，由此，形成1个电磁铁。该电磁铁与夹着旋转体103相向的由核心凸部的电磁铁卷线113、113得到的电磁铁构成一个对，每一个在X轴的正方向或负方向吸引旋转体103。

[0007] 此外，在与X轴正交的Y轴方向上，关于2个电磁铁卷线115、115和与其相向的2个电磁铁卷线117、117，也与上述同样地，作为关于Y轴方向相向的电磁铁而构成一个对。

[0008] 在轴向电磁铁109a、109a中，如示出其纵截面图的图6那样通过夹着旋转体103的电枢(armature)103a的2个电磁铁卷线121、123来构成为一个对。利用各电磁铁卷线121、123的2个电磁铁109a、109a分别对电枢103a在旋转轴线的正方向或负方向作用吸引力。

[0009] 此外，上侧径向传感器105b、下侧径向传感器107b由与上述电磁铁105a、107a对应的配置在XY两个轴的4个传感线圈构成，对旋转体103的径向移位进行检测。轴向传感器109b对旋转体103的轴向移位进行检测。这些传感器被构成为将各个检测信号送到未图示的磁力轴承控制装置中。

[0010] 磁力轴承控制装置被构成为基于这些传感器检测信号通过PID控制等来个别地调节构成上侧径向电磁铁105a、下侧径向电磁铁107a以及轴向电磁铁109a、109a的合计10个电磁铁的吸引力，由此，对旋转体103进行磁悬浮支承。

[0011] 接着，说明对如上述那样构成的磁力轴承的各电磁铁进行励磁驱动的磁力轴承励磁电路。在图7中示出通过脉冲宽度调制方式来控制在电磁铁卷线中流动的电流的磁力轴承励磁电路的例子。

[0012] 在图7中，关于构成1个电磁铁的电磁铁卷线111，其一端经由晶体管131连接于电

源133的正极，另一端经由晶体管132连接于电源133的负极。

[0013] 而且，电流再生用的二极管135的阴极连接于电磁铁卷线111的一端，阳极连接于电源133的负极。同样地，二极管136的阴极连接于电源133的正极，阳极连接于电磁铁卷线111的另一端。在电源133的正极和负极间连接有稳定化用的电解电容器141。

[0014] 此外，在晶体管132的源极侧设置有电流检测电路139，由该电流检测电路139检测的电流被输入到控制电路137中。

[0015] 如以上那样构成的励磁电路110与电磁铁卷线111对应，针对其他的电磁铁卷线113、115、117、121、123也构成相同的励磁电路110。因此，在5轴控制型磁力轴承的情况下，合计10个励磁电路110与电解电容器141并联连接。

[0016] 在这样的结构中，当使晶体管131、132双方导通时，电流增加，当使双方截止时，电流减少。然后，当任一个导通时，保持飞轮(flywheel)电流。通过使飞轮电流流动，从而能够减少磁滞损耗，将功耗抑制得低。

[0017] 此外，能够减少高次谐波等高频噪声。然后，用电流检测电路139测定该飞轮电流，由此，能够检测在电磁铁卷线111中流动的电磁铁电流IL。控制电路137将电流指令值与利用电流检测电路139的检测值相比较来决定利用脉冲宽度调制的1个周期内的脉冲宽度，信号送出到晶体管131、132的栅极。

[0018] 在电流指令值比检测值大的情况下，如图8所示那样在1个周期Ts(例如Ts=100μs)中使晶体管131、132双方导通一次相当于脉冲宽度时间Tp的时间的量。此时，电磁铁电流IL增加。

[0019] 另一方面，在电流指令值比检测值小的情况下，如图9所示那样在1个周期Ts中使晶体管131、132双方截止一次相当于脉冲宽度时间Tp的时间的量。此时，电磁铁电流IL减少。

[0020] 在此，脉冲宽度Tp根据电流指令值IR、电磁铁电流IL、电磁铁电感Lm、电磁铁电阻Rm、电源电压Vd来求取。根据基尔霍夫(Kirchhoff)的法则，在电磁铁卷线111中流动的电磁铁电流IL与电源电压Vd之间，数式1成立。

[0021] [数式1]

[0022] $$Lm \times \frac{dIL}{dt} = Vd - IL \times Rm$$

[0023] 因此，为了使电流值变化IR-IL而需要的脉冲宽度Tp如数式2那样来求取。

[0024] [数式2]

[0025] $$Tp = \frac{Lm \times (IR - IL)}{Vd - IL \times Rm}$$

[0026] 在此，电源电压Vd为如图10所示那样从AC输入电源1经由AC/DC主电源3和DC/DC转换器5而被低电压化后的电压。而且，该电源电压Vd被输入到电磁铁功率放大器7中而被用作励磁电路110的电源(参照专利文献1)。

[0027] 再有，AC/DC主电源3的输出也被输入到电动机驱动电路9中而向电动机121进行功率供给。此外，DC/DC转换器5的输出在被输入到小型辅助电源11中之后生成为5V、+15V、-15V等控制电源，并被送到控制电路137中。在该控制电路137内置有DSP15(数字信号处理器)。

[0028] 像这样，电源电压Vd使用经由DC/DC转换器5而被低电压化后的电压，因此，AC/DC主电源3的输出电压在电动机121的加速或减速等旋转状态下较大地发生变动，但是，电源电压Vd总是稳定。因此，以往，即使不怎么考虑电源电压变动，也能够稳定地控制电磁铁功率放大器7的输出。像这样，在以往的电源装置中，为了得到电源电压Vd而装载有DC/DC转换器5，因此，电路的成本高，尺寸也大。此外，部件个数多，因此，故障率也高。

[0029] 进而，在正在变为当前主流的控制装置和真空泵的整体型的制品中，电路安装空间少，因此，尺寸的小型化变得特别重要。在该方面，也存在在无轴承电动机中不经由DC/DC转换器而用主电源的高电压来驱动电磁铁功率放大器的例子(参照专利文献2)，但是，在该例子中，特别地，存在不考虑电压电源变动而磁力轴承的稳定性变差的可能性。

[0030] 现有技术文献

[0031] 专利文献

[0032] 专利文献1：日本特开2003-293980号公报；

[0033] 专利文献2：日本特开2010-200524号公报；

[0034] 专利文献3：日本特开2003-172354号公报。

发明内容

[0035] 发明要解决的课题

[0036] 本发明是鉴于这样的以往的课题而完成的，因此，目的在于提供一种通过省略为了得到磁力轴承的控制电源电压而使用的DC/DC转换器来谋求电路的低成本化、小型化的磁力轴承装置和具备该磁力轴承装置的真空泵。

[0037] 用于解决课题的方案

[0038] 因此，本发明(方案1)的特征在于，具备：旋转体；位置检测单元，对该旋转体的半径方向位置或轴向位置进行检测；磁力轴承单元，通过电磁铁来控制该半径方向位置或该轴向位置；励磁电路，包含使所述电磁铁与电源之间断开接通的开关元件；电磁铁电流检测单元，检测在所述电磁铁中流动的电流；电源电压检测单元，检测所述电源的电压；以及脉冲宽度运算单元，按照每个定时运算对所述开关元件进行脉冲控制的脉冲宽度，所述脉冲宽度基于由所述电源电压检测单元所检测的所述电压和由所述电磁铁电流检测单元所检测的所述电流来运算。

[0039] 脉冲宽度基于由电源电压检测单元检测的电源的电压和由电磁铁电流检测单元检测的电流来运算。因此，能够使脉冲宽度的变化减少电压上升的量，能够使磁力轴承控制稳定。即，根据电源电压来变更电磁铁放大器控制特性，由此，能够确保稳定性。根据以上，能够省略DC/DC转换器而也以高电压的状态对电磁铁功率放大器进行驱动。因此，谋求电路的低成本化、小型化。此外，能够减少电路的故障率。

[0040] 此外，本发明(方案2)的特征在于，基于由所述电磁铁电流检测单元所检测的所述电流的电流值与电流指令值的电流误差来进行第一校正运算，基于当前的所述脉冲宽度来进行第二校正运算，基于由所述电磁铁的电阻的量造成的电压降来进行第三校正运算，该第三校正运算和所述第二校正运算所包含的直流的量的误差通过积分来校正运算。

[0041] 通过积分来对伴随着进行第二校正运算和第三校正运算而产生的直流的量的误差进行校正运算。即，为了减少由于PWM控制脉冲宽度的预测控制的误差而产生的电流的直

流误差，在预测控制环路之外追加积分补偿项。

[0042] 进而，本发明(方案3)的特征在于，使对所述励磁电路的所述开关元件进行断开接通的开关频率为所述位置检测单元的载波频率的偶数倍。

[0043] 在电源电压为高电压的情况下，设想由于PWM控制造成的噪声的产生也相应地变大。因此，通过使对励磁电路的开关元件进行断开接通的开关频率与位置检测单元的载波频率的2倍同步来抑制混入到位置检测单元中的噪声。根据以上，即使在省略DC/DC转换器并且电源电压为高电压的情况下，也能够进行稳定的磁力轴承控制。

[0044] 进而，本发明(方案4)的特征在于，具备：旋转体；位置检测单元，对该旋转体的半径方向位置或轴向位置进行检测；磁力轴承单元，通过电磁铁来控制该半径方向位置或该轴向位置；励磁电路，包含使所述电磁铁与电源之间断开接通的开关元件；以及电磁铁电流检测单元，检测在所述电磁铁中流动的电流，所述电磁铁电流检测单元被配置在所述开关元件的接地侧。

[0045] 通过在开关元件的接地侧配置电磁铁电流检测单元，从而即使在电源电压为高电压的情况下，也能够在电磁铁中流动的电流的检测时难以受到电磁铁的电压摆动的影响。因此，以低成本得到噪声少的电磁铁电流。此外，通过在开关元件的接地侧配置电磁铁电流检测单元，从而也可以在电流检测时不施加高电压，不使用与高电压对应的电流测量单元。此外，由于施加于电磁铁的电压摆动而产生噪声，但是，所检测的电磁铁的电流为周期性的波形，因此，为了测量正确的电流值，不能使用噪声滤波器(例如，低通滤波器)。因此，存在容易受到噪声的影响的可能性，但是，如本发明(方案4)那样在开关元件的接地侧配置电磁铁电流检测单元，由此，能够不使用噪声滤波器而以低成本进行精度高的电磁铁电流的取得。根据以上，能够省略DC/DC转换器而也以高电压的状态对电磁铁功率放大器进行驱动。因此，谋求电路的低成本化、小型化。此外，能够减少电路的故障率。

[0046] 进而，本发明(方案5)的特征在于，所述电磁铁电流检测单元至少由电阻元件和差动放大器构成，将通过由在所述电磁铁中流动的电流造成的所述电阻元件的电压降而产生的所述电阻元件两端的电压输入到所述差动放大器中，基于该差动放大器的输出电压来检测在所述电磁铁中流动的电流。

[0047] 由此，即使在电源电压为高电压的情况下，也不被噪声影响而得到精度高的电磁铁电流。

[0048] 进而，本发明(方案6)是真空泵的发明，其特征在于，具备方案1~5的任一项所述的磁力轴承装置。

[0049] 由于能够使控制装置和真空泵整体型的制品的尺寸小型化，所以，在设置空间少的地方，也能够采用真空泵。

[0050] 发明效果

[0051] 如以上说明了的那样，根据本发明，构成为脉冲宽度基于由电源电压检测单元检测的电源的电压和由电磁铁电流检测单元检测的电流来运算，因此，能够使脉冲宽度的变化减少电压上升的量，能够使磁力轴承控制稳定。即，根据电源电压来变更电磁铁放大器控制特性，由此，能够确保稳定性。

[0052] 而且，能够省略DC/DC转换器而也以高电压的状态对电磁铁功率放大器进行驱动。因此，谋求电路的低成本化、小型化。此外，能够减少电路的故障率。

附图说明

[0053] 图1是本发明的实施方式的整体框图。

[0054] 图2是磁力轴承励磁电路(包含电流检测接口部分)。

[0055] 图3是示出KL和电磁铁电流IL的关系的图。

[0056] 图4是涡轮分子泵的截面图。

[0057] 图5是径向(radial direction)电磁铁的横截面图。

[0058] 图6是轴向(axial direction)电磁铁的纵截面图。

[0059] 图7是以往的磁力轴承励磁电路的例子。

[0060] 图8是示出电流指令值比检测值大的情况下的控制的时间图。

[0061] 图9是示出电流指令值比检测值小的情况下的控制的时间图。

[0062] 图10是以往的整体框图。

具体实施方式

[0063] 以下,对本发明的实施方式进行说明。在图1中示出本发明的实施方式的整体框图。如当与作为以往的整体框图的图10比较时知晓的那样,在本发明的实施方式中,省略了以往具备的DC/DC转换器5。然后,AC/DC主电源3的输出电压保持未被低电压化的状态直接输入到电磁铁功率放大器7和小型辅助电源11中。

[0064] 即,电源电压Vd为120V~140V左右的高电压的状态。像这样,从通常运转时的120V变动到140V左右是因为存在由于来自电动机121的再生状况而使电压上升到140V左右的情况。

[0065] 此外,如图1所示,作为该AC/DC主电源3的输出电压的电源电压Vd在被输入到控制电路137的A/D转换器17中而被模拟/数字变换之后被输入到DSP15中。关于在控制电路137的DSP15中基于该电源电压Vd来运算的脉冲宽度信号,对图2的电磁铁功率放大器7的磁力轴承励磁电路110所示的晶体管131、132的栅极进行信号送出。

[0066] 首先,针对电流指令值IR比所检测的电磁铁电流IL大的情况(模式1),基于数式1并且通过控制电路137的软件展开的运算式变为数式3那样。

[0067] [数式3]

[0068] $$\hat{I}L(n+1)=\frac{P(n)\times Vd\times Tp(n)}{Lm}+\frac{(Lm-RmTs)}{Lm}IL(n)\qquad(P(n)=1.0)$$

[0069] 在此,P(n)为极性,IL(符号hat(帽子))(n+1)意味着在定时n的下一定时的电磁铁电流的估计值。同样地,在电流指令值IR比所检测的电磁铁电流IL小的情况(模式2)下的通过控制电路137的软件展开的运算式变为数式4那样。

[0070] [数式4]

[0071] $$\hat{I}L(n+1)=\frac{P(n)\times Vd\times Tp(n)}{Lm}+\frac{(Lm-RmTs)}{Lm}IL(n)\qquad(P(n)=-1.0)$$

[0072] 因此,从数式3和数式4,数式5成立。

[0073] [数式5]

[0074] $$\text{在 }\hat{I}L(n+1)=IL(n)\text{ 的情况下, }Tp(n)=\frac{IL(n)RmTs}{Vd}$$

[0075] 由此，当在定时n的脉冲宽度Tp(n)小时，即使为模式1，电流也减小。此外，数式6成立。

[0076] [数式6]

[0077] $$在\ Tp=0\ 的情况下，\ \Delta I=\frac{RmTs}{Lm}IL(n)$$

[0078] 当重新归纳脉冲宽度Tp(n+1)时，变为数式7那样。

[0079] [数式7]

[0080] $$Tp(n+1)=P(n+1)\frac{KA\times Lm}{Vd}\left\{IR(n+1)-\frac{P(n)\times Vd\times Tp(n)}{Lm}-\frac{Lm-2RmTs}{Lm}IL(n)\right\}$$

[0081] 其中，KA为反馈增益，电流指令值IR(n+1)为在定时n的下一定时的电流指令值，IL(n)为此次实际测量的电磁铁电流值。

[0082] 只要使该P(n+1)的极性为使脉冲宽度Tp(n+1)为正即可。因此，如果P(n+1)>0，则采用模式1，另一方面，如果P(n+1)≤0，则采用模式2。

[0083] 电磁铁电感Lm使用线圈匝数N、间隙(gap)长度l、间隙面积S、导磁率μ如数式8那样来导出。

[0084] [数式8]

[0085] $$Lm=N^2\frac{s}{l}\mu$$
$$\mu=f(i)$$

[0086] 导磁率μ由于滞后特性而根据电磁铁电流IL变化得大，因此，当将脉冲宽度Tp(n+1)表现为另外的形式时，变为数式9那样。

[0087] [数式9]

[0088] $$Tp(n+1)=P(n+1)\frac{KA\times Lo}{Vd}\left\{(IR(n+1)-IL(n))\times KL-\frac{P(n)\times Vd\times Tp(n)}{Lo}+\frac{2RmTs}{Lo}IL(n)\right\}$$

[0089] KL为电感校正增益，为用于根据所检测的电磁铁电流IL的大小对电磁铁电感的基准值L_0进行校正的校正系数。电磁铁电流IL的稳态电流值越大，则电磁铁电感Lm越是减少，因此，需要使电感校正增益减少。

[0090] 在图3中示出KL与电磁铁电流IL的关系。在此，相当于数式9中的第一项目即(IR(n+1)-IL(n))×KL的项具有对由DSP15运算的电流指令值IR与实际检测出的电磁铁电流IL之间的电流的误差进行校正的功能。

[0091] 此外，相当于数式9中的第二项目即P(n)×Vd×Tp(n)/L_0的项为以当前的脉冲宽度进行校正来决定下一脉冲宽度的项。在DSP15中，微型计算机按照每固定时间采样性地进行运算。因此，存在运算的时间偏差，存在在从运算到下一运算的时间之间实际流动的电流发生变化的可能性。具有通过该前次脉冲宽度的第二项目来校正该时间之间的偏差的功能。但是，该第二项目的校正也可以不在当前的定时的立即下一定时瞬时地反映运算结果。例如，也可以在进行若干周期运算并且确认没有由于噪声等造成的影响之后反映运算结果。

[0092] 进而，关于相当于数式9中的第三项目即2RmTsIL(n)/L_0的项，在电磁铁卷线111中

实际上存在电阻的量，由于该电阻的量而产生电压降。因此，具有对由于该电阻的量造成的电压降进行校正的功能。

[0093] 再有，利用数式9中的第二项目、第三项目的校正对交流分量理想地如理论那样发挥作用。但是，实际上难以正确地规定电磁铁电感的基准值L_0、电磁铁电阻R_m，产生由于制造上的偏差、使用环境上等造成的与理论值的误差。

[0094] 因此，对于直流分量，该误差残留为偏移的量。将通过使用这样的数式9中的第二项目、第三项目来进行校正而产生的直流误差如数式10那样作为第四项目来加上积分项，由此，进行校正。即，为了减少由于PWM控制脉冲宽度的预测控制的误差而产生的电流的直流误差，在预测控制环路之外追加积分补偿项。

[0095] [数式10]

[0096]

$$Tp(n+1)=P(n+1)\frac{KA\times Lo}{Vd}\left\{(IR(n+1)-IL(n))\times KL-\frac{P(n)\times Vd\times Tp(n)}{Lo}+\frac{2RmTs}{Lo}IL(n)+Yi(n)\right\}$$

[0097] 其中，Yi(n)为如数式11那样按照各定时的每一个将使由DSP15运算的电流指令值IR与实际检测的电磁铁电流IL之间的电流的误差为Ki倍后的值积累后的值。

[0098] [数式11]

[0099] $$Yi(n)=Ki\times\left(IR(n+1)-IL(n)\right)+Yi(n-1)$$

[0100] Ki为数式12所示的积分系数，经验地确定。在此，采样时间Ts例如为40μs，频率f例如为约1赫兹左右。

[0101] [数式12]

[0102] $$Ki=2\pi fTs$$

[0103] 再有，关于该Yi(n)，确定上限值、下限值来夹住(clamp)。此外，关于电源电压Vd，以不会变为固定以下的方式夹住。是因为，如通过数式10知晓的那样，存在在分母具有电源电压Vd的项，因此，防止进行振荡而变得不能控制。

[0104] 在这样的结构中，以DSP15的软件来控制磁力轴承。用AD转换器17对电源电压Vd进行模拟/数字变换并导入到DSP15中。然后，如数式10那样运算与电源电压Vd对应的PWM控制脉冲宽度，驱动电磁铁111。

[0105] 例如，在电源电压Vd由于电动机121的制动工作而变为1.2倍的情况下，当不考虑电源电压Vd来进行控制时，为相同的脉冲宽度且电流增加到1.2倍。然后，存在控制环路的增益上升而磁力轴承控制变得不稳定的可能性。

[0106] 然而，当用数式10来进行控制时，能够使脉冲宽度的变化减小电压上升的量，磁力轴承控制稳定。即，根据电源电压来变更电磁铁放大器控制特性，由此，能够确保稳定性。

[0107] 根据以上，能够省略DC/DC转换器，也以高电压的状态对电磁铁功率放大器7进行驱动。因此，谋求电路的低成本化、小型化。此外，能够减少电路的故障率。进而，能够使控制装置和真空泵整体型的制品的尺寸小型化，因此，在设置空间少的地方也能够采用真空泵。

[0108] 再有，假设用DSP15的软件来构成本实施方式而进行了说明，但是，也可以通过电子电路来构成。

[0109] 接着，对省略DC/DC转换器5并且以AC/DC主电源3的高电压作为电源电压Vd的情况

下的向上侧径向传感器105b、下侧径向传感器107b、轴向传感器109b的影响进行考察。

[0110] 例如以载波频率为25kHz来对这些移位传感器进行驱动。在此，在移位传感器的移位信号提取时，为了高精度地提取移位传感器的移位信号，采用对该移位信号以使载波频率与频率相等的矩形波的同步检波脉冲来进行调制的同步检波方式。

[0111] 然而，在利用该同步检波方式的情况下，即使基波以外，3倍波、5倍波…也具有灵敏度。另一方面，在2倍波、4倍波…方面反而不具有灵敏度。本实施方式的电源电压Vd为高电压，因此，设想由于PWM控制造成的噪声的产生也相应地比以往大。

[0112] 因此，通过使电磁铁111的开关频率同步为移位传感器的载波频率的2倍，从而抑制混入到移位传感器的噪声。根据以上，即使在省略DC/DC转换器5并且电源电压Vd为高电压的情况下，也能够进行稳定的磁力轴承控制。

[0113] 接着，对省略DC/DC转换器5并且以AC/DC主电源3的高电压作为电源电压Vd的情况下的向电磁铁电流IL的电流检测的影响进行考察。如图2所示，在晶体管132的接地侧配置有电流检测电路139，由此，即使在本实施方式的电源电压Vd为高电压的情况下，也能够在电磁铁电流IL的电流检测时难以受到电磁铁111的电压摆动的影响。此外，根据该配置，不对电流检测电路139施加高电压，在电流检测电路139中不需要高电压对策。关于由施加于电磁铁111的电压摆动造成的噪声，由于所检测的电磁铁的电流为周期性的波形，所以，为了测量正确的电流值，不能使用噪声滤波器(例如，低通滤波器)。然而，通过在晶体管132的接地侧配置电流检测电路139，从而即使不使用噪声滤波器也能够减少噪声的影响。因此，以低成本得到噪声少的电磁铁电流IL。

[0114] 此外，此时电源电压Vd为高电压，因此，变为如下状态:噪声重叠于励磁电路110的电源电压Vd侧的接地21，并且，噪声也重叠于控制电路137侧的接地23，在接地间容易产生电位。

[0115] 因此，不是如以往的具有DC/DC转换器5时那样将从电流检测电路139提取的电压直接输入到A/D转换器中，而是如观察图2的磁力轴承励磁电路中的电流检测接口部分而知晓的那样暂且通过差分放大器27取得从电流检测电路139提取的电压与接地21的电压之差。

[0116] 由此，即使在电源电压Vd为高电压的情况下，也在不被噪声影响的情况下得到精度高的电磁铁电流IL。此外，在上述说明中，通过差分放大器27取得从电流检测电路139提取的电压与接地21的电压之差，但是，也可以取得与-电源的电压之差。

[0117] 再有，本发明只要不偏离本发明的精神就能够进行各种的改变，上述的实施方式和各变形例能够进行各种组合。

[0118] 附图标记的说明

[0119] 1 输入电源 3 主电源 5 DC/DC转换器 7 电磁铁功率放大器 9 电动机驱动电路 11 小型辅助电源 15 DSP 17 A/D转换器 21、23 接地 27 差分放大器 103 旋转体 105a 上侧径向电磁铁 105b 上侧径向传感器 107a 下侧径向电磁铁 107b 下侧径向传感器 109a 轴向电磁铁 109b 轴向传感器 110 励磁电路 111 电磁铁 121 电动机 131、132 晶体管 133 电源 135、136 二极管 137 控制电路 139 电流检测电路。

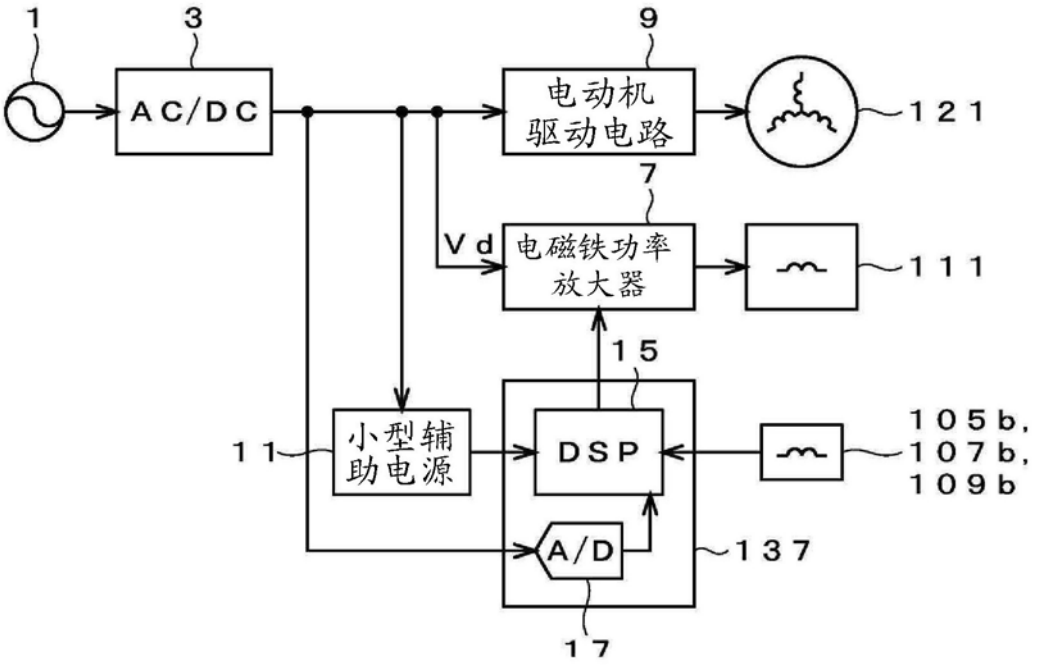

1
3
9
AC/DC
电动机
驱动电路
121
7
Vd
电磁铁功率
放大器
111
15
11
小型辅
助电源
DSP
105b,
107b,
109b
A/D
137
17

图 1

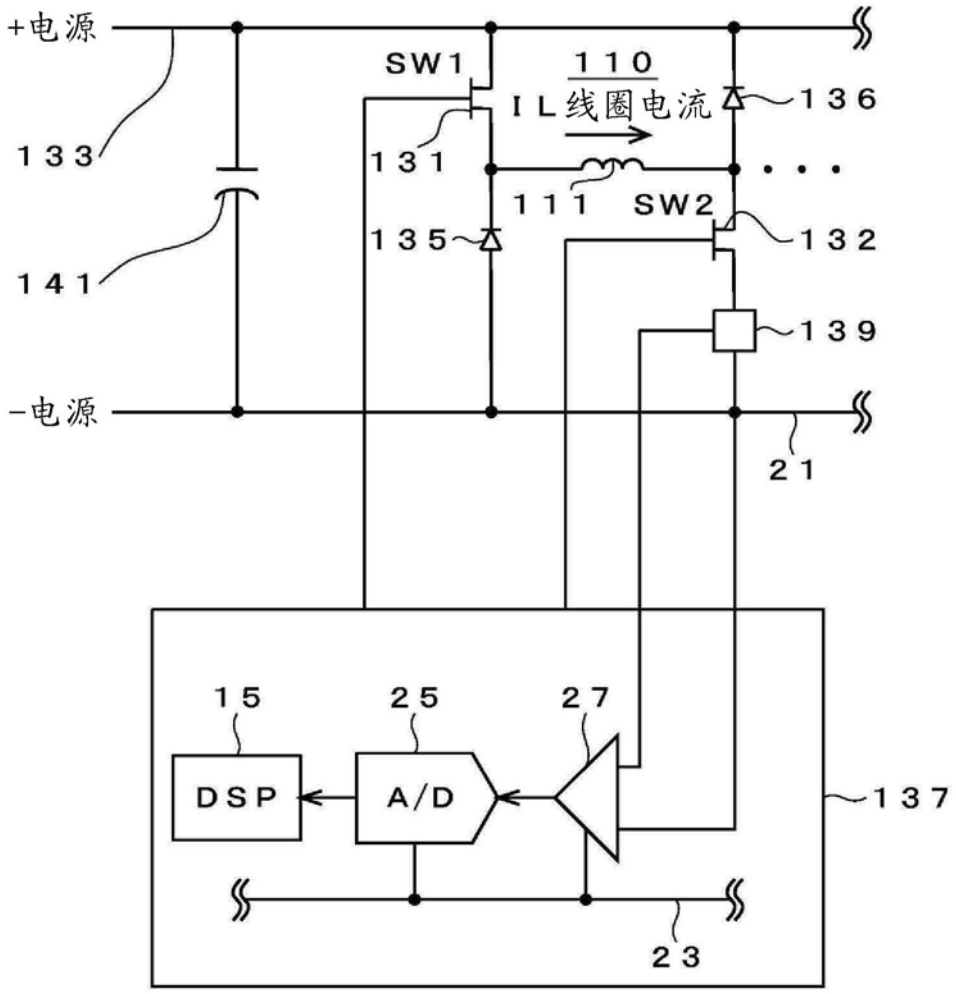

+电源
133
141
-电源
SW1
110
IL线圈电流
136
131
111
SW2
135
132
139
21
15
25
27
DSP
A/D
137
23

图 2

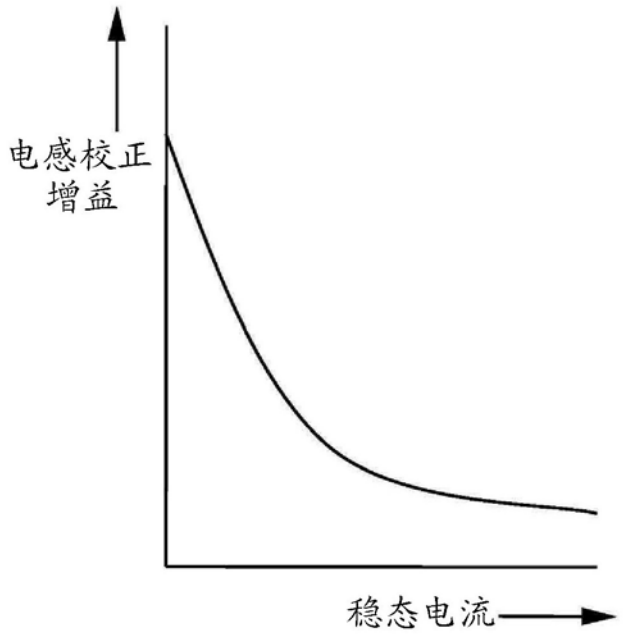


图 3

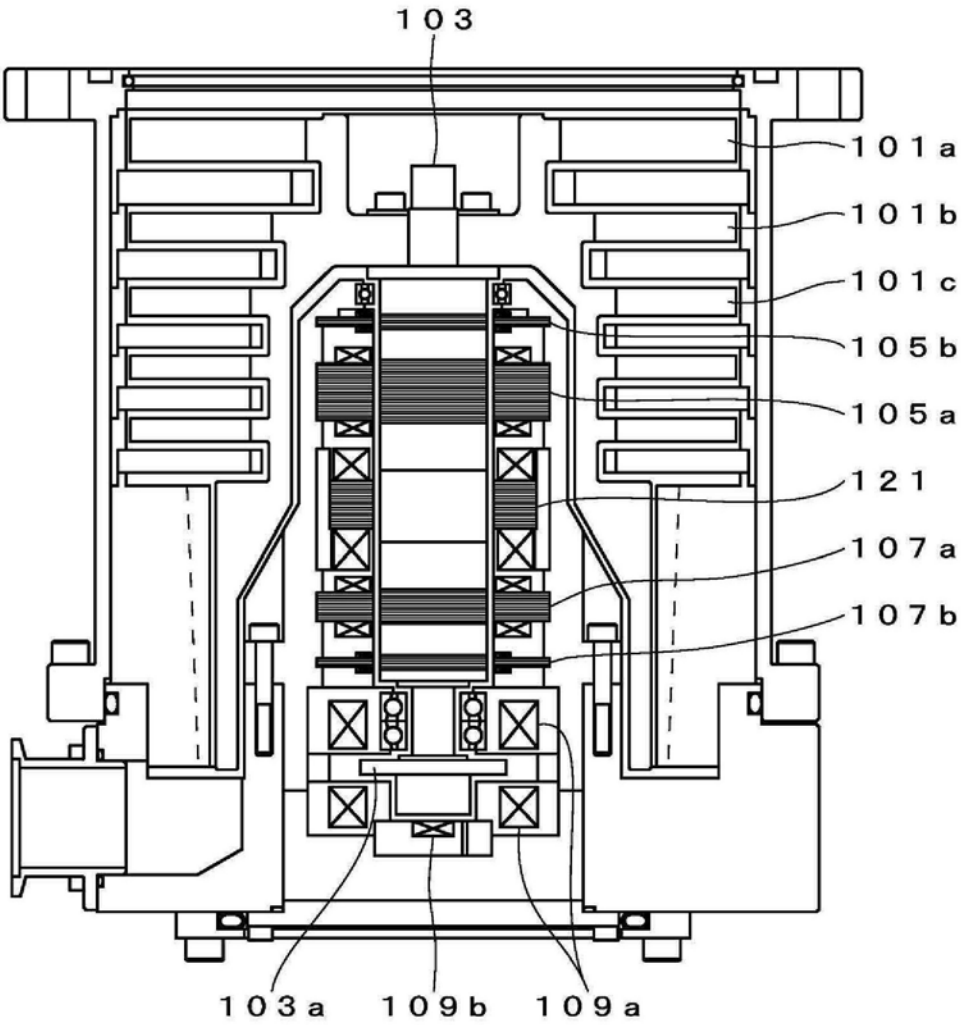


图 4

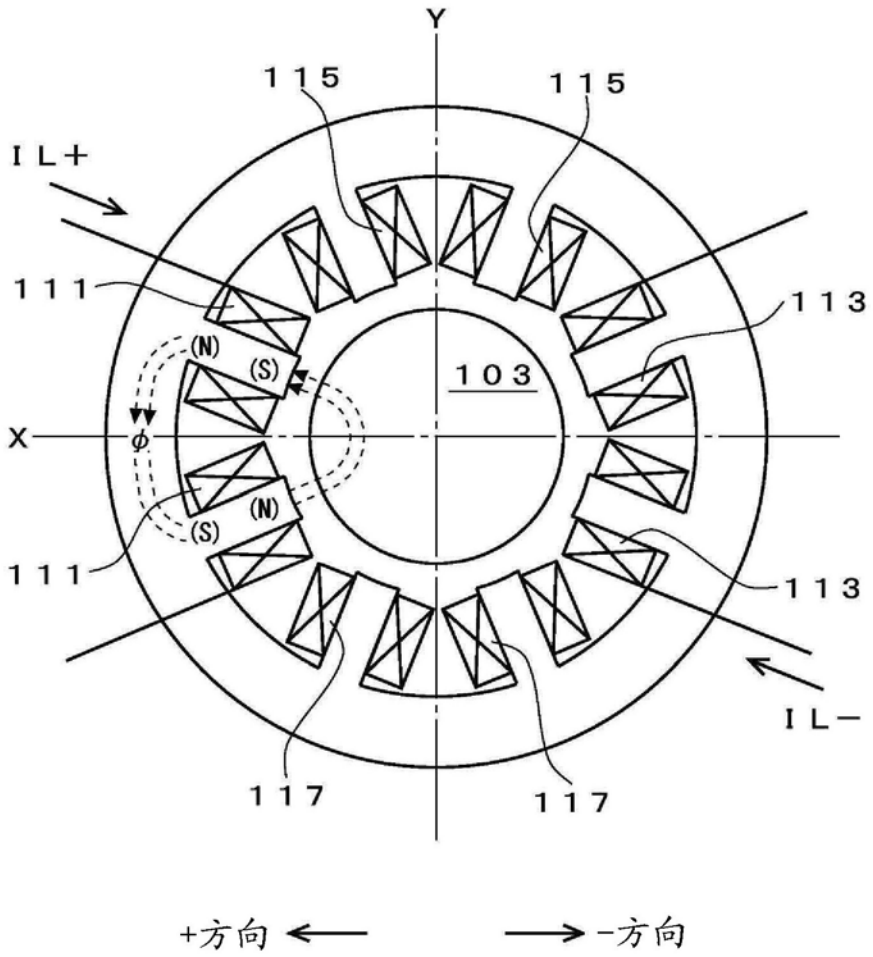


图 5

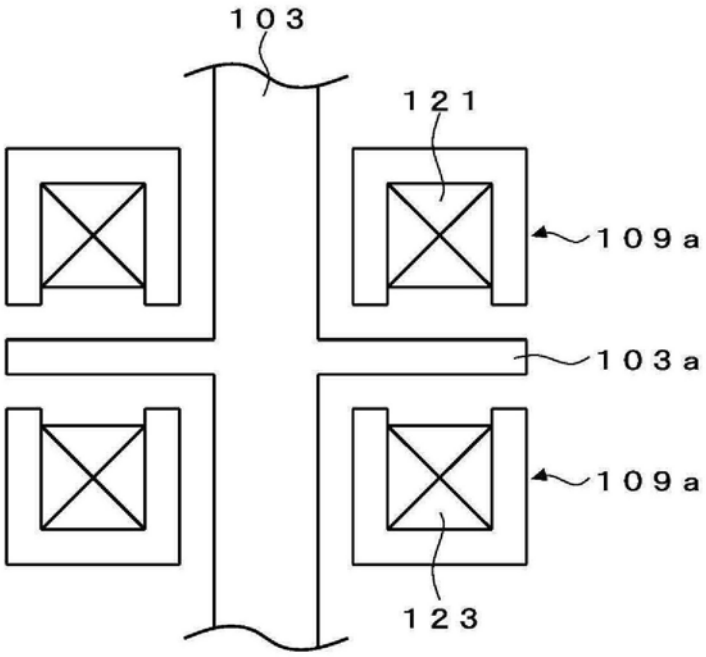

103
121
109a
103a
109a
123

图 6

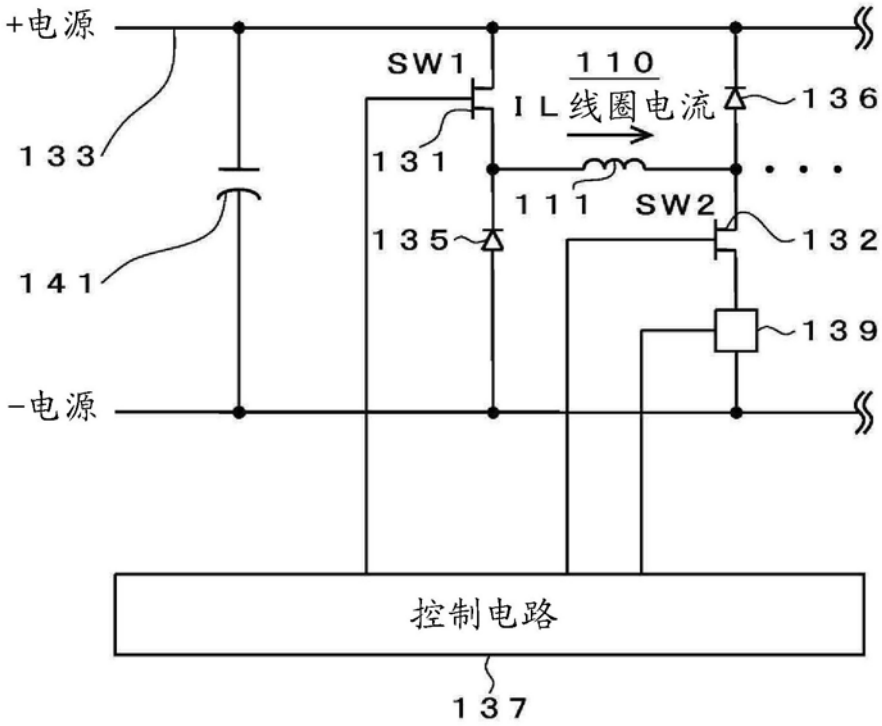

+电源
SW1
110
IL线圈电流
136
133
131
111
SW2
135
132
141
139
-电源
控制电路
137

图 7

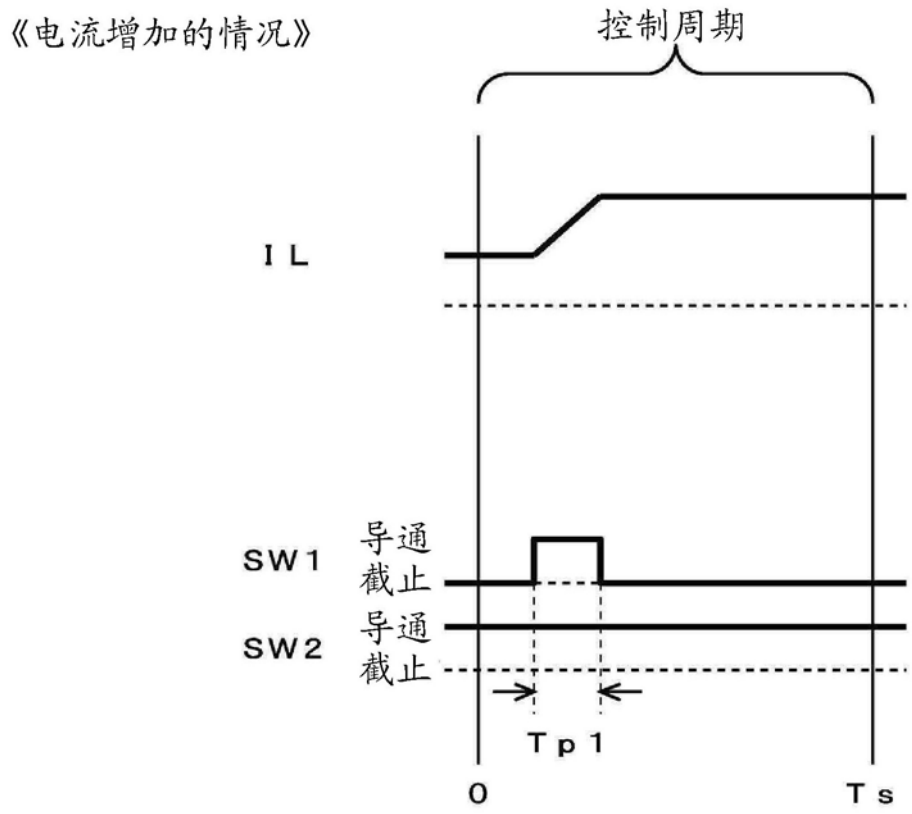


图 8

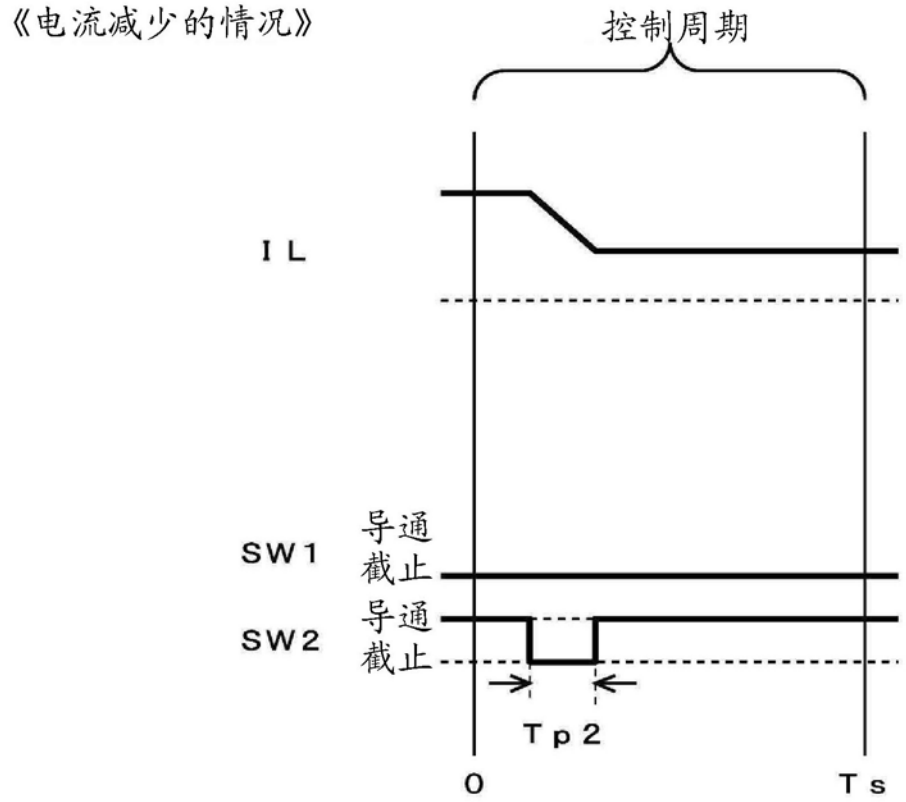

《电流减少的情况》
控制周期
IL
SW1
导通
截止
SW2
导通
截止
Tp2
0
Ts

图 9

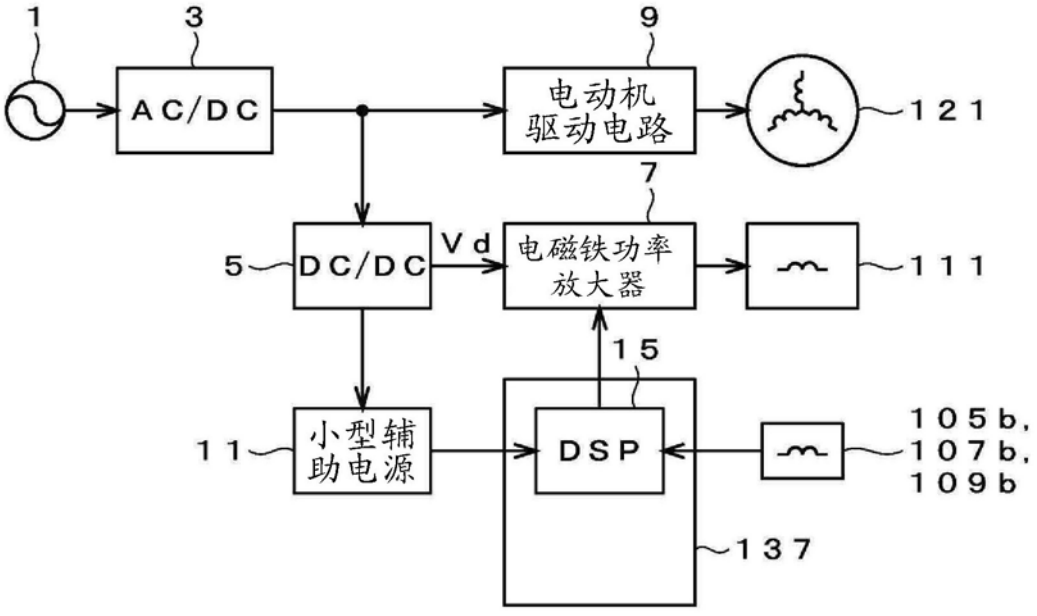

1
3
AC/DC
9
电动机
驱动电路
121
7
5
DC/DC
Vd
电磁铁功率
放大器
111
15
11
小型辅
助电源
DSP
105b,
107b,
109b
137

图 10