

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02P 6/18 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810128585.X

[43] 公开日 2008年12月31日

[11] 公开号 CN 101335496A

[22] 申请日 2008.6.27

[21] 申请号 200810128585.X

[30] 优先权

[32] 2007.6.29 [33] JP [31] 172674/2007

[71] 申请人 株式会社东芝

地址 日本东京都

[72] 发明人 长谷川幸久 永井一信

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
代理人 胡建新

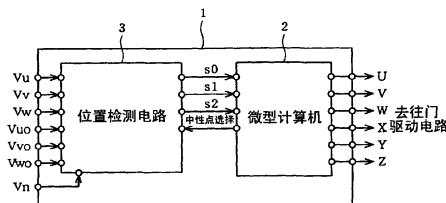
权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 10 页

[54] 发明名称

电动机控制装置、电动机驱动系统、电动机控制方法、半导体装置及电子设备

[57] 摘要

本发明涉及电动机控制装置、电动机驱动系统、电动机控制方法、半导体装置及电子设备，采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构，具备位置检测单元和数字处理单元，所述位置检测单元用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数，根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号；所述数字处理单元具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号，控制上述电动机的功能。



1. 一种电动机控制装置，其特征在于，
采用 PWM（Pulse Width Modulation，脉宽调制）控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构；具备：位置检测单元，利用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数，根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号；和
数字处理单元，具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号，控制上述电动机的功能。
2. 如权利要求 1 所述的电动机控制装置，其特征在于，
上述位置检测单元采用在上述 PWM 信号的规定控制周期内完成生成上述旋转位置信号的运算的结构。
3. 如权利要求 1 所述的电动机控制装置，其特征在于，
上述位置检测单元采用能够输出正弦波形状的 PWM 信号的结构。
4. 如权利要求 1 所述的电动机控制装置，其特征在于，
具备电阻电路，生成用于计算上述感应电压所必需的假想中性点电压并输出给上述位置检测单元。
5. 如权利要求 4 所述的电动机控制装置，其特征在于，
具备电压选择单元，选择上述假想中性点电压和从外部输入的上述电动机的中性点电压并输入上述位置检测单元。
6. 如权利要求 1 所述的电动机控制装置，其特征在于，
具备位置信号选择单元，选择上述位置检测单元输出的旋转位置信号和从外部输入的上述电动机的旋转位置信号，并输入给上述数字处理单元的上述旋转位置信号的输入端口。

7. 一种电动机控制系统，其特征在于，具备：
永久磁铁电动机，由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成；
位置检测单元，用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数，根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号；
数字处理单元，具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号，控制上述电动机的功能；
电流检测单元，检测上述电动机的线圈电流；和
变换电路，根据上述数字处理单元输出的 PWM 信号驱动上述电动机。
8. 如权利要求 7 所述的电动机控制系统，其特征在于，
上述位置检测单元采用在上述 PWM 信号的规定控制周期内完成生成上述旋转位置信号的运算的结构。
9. 如权利要求 7 所述的电动机控制系统，其特征在于，
上述位置检测单元采用能够输出正弦波形状的 PWM 信号的结构。
10. 如权利要求 7 所述的电动机控制系统，其特征在于，
具备电阻电路，生成用于计算上述感应电压所必需的假想中性点电压并输出给上述位置检测单元。
11. 如权利要求 10 所述的电动机控制系统，其特征在于，
具备电压选择单元，选择上述假想中性点电压和从外部输入的上述电动机的中性点电压并输入上述位置检测单元。
12. 如权利要求 7 所述的电动机控制系统，其特征在于，
具备位置信号选择单元，选择上述位置检测单元输出的旋转位置信号和从外部输入的上述电动机的旋转位置信号，并输入给上述数字处理单元

的上述旋转位置信号的输入端口。

13. 一种半导体装置，其特征在于，

采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构；具备：

位置检测电路，用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数，根据相电压方程式，模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号；和

微型计算机，具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号，控制上述电动机的功能。

14. 如权利要求 13 所述的半导体装置，其特征在于，

上述位置检测电路采用在上述 PWM 信号的规定控制周期内完成生成上述旋转位置信号的运算的结构。

15. 如权利要求 13 所述的半导体装置，其特征在于，

上述微型计算机采用能够输出正弦波形状的 PWM 信号的结构。

16. 一种电子设备，其特征在于，

采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构；具备：

位置检测电路，用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号；和

微型计算机，具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号，控制上述电动机的功能。

17. 如权利要求 16 所述的电子设备，其特征在于，

上述位置检测电路采用在上述 PWM 信号的规定控制周期内完成生成上述旋转位置信号的运算的结构。

18. 如权利要求 16 所述的电子设备，其特征在于，
上述微型计算机采用能够输出正弦波形状的 PWM 信号的结构。

19. 一种电动机控制方法，其特征在于，包括以下处理：

PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机，

在使用具备根据上述转子的旋转位置信号生成并输出 PWM 信号的功能的微型计算机时，位置检测电路用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压，根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述旋转位置信号。

20. 如权利要求 19 所述的电动机控制方法，其特征在于，

上述位置检测电路在上述 PWM 信号的规定控制周期内完成生成上述旋转位置信号的运算。

电动机控制装置、电动机驱动系统、电动机控制方法、半导体装置及电子设备

发明领域

本发明涉及 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制永久磁铁电动机的电动机控制装置及方法, 以及具备上述电动机控制装置的电动机驱动系统等, 所述电动机由具备永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成。

背景技术

以往, 作为无位置传感器控制方式, 我们知道不使用霍尔 IC 等位置传感器而是根据电动机的电压、电流等计算求出转子旋转位置的信号, 根据该位置信号控制无刷直流电动机的技术。并且, 内置有专门用于在利用变换 (inverter) 电路通过 PWM 控制驱动无刷直流电动机时, 进行这样的控制的功能单元的微型计算机已成为产品, 如果这种微型计算机通过软件处理进行用于进行无位置传感器控制的运算的话, 则只要用一台微型计算机就能够实现无位置传感器的 PWM 控制。例如, 文献 (英飞凌 (Infineon) 公司使用说明书《AP08059 XC886/888 CM/CLM》, V1.0, 2007 年 5 月) 中公开了进行这样的控制的微型计算机。并且, 在需要控制成本增加的情况下, 电动机控制用微型计算机大多选择 8 位左右的结构。

但是, 由于在用于进行无位置传感器驱动的运算时微型计算机软件处理的负担重、需要时间, 因此限制了 PWM 控制的周期设定 (参照上述文献 3.2.1 Node2 Interrupt Disabled, p12)。例如, 如果使用 16 位的微型计算机的话, 虽然由于能够以更高的速度处理而没有上述那样的约束, 但成本增加不可避免。

发明内容

本发明的目的就是要实现能够抑制成本、速度更高、控制性更好的电

动机控制。

本发明的电动机控制装置采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构, 其特征在于具有位置检测单元和数字处理单元, 所述位置检测单元用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压, 并根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号, 所述数字处理单元具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号, 控制上述电动机的功能。

并且, 本发明的电动机控制系统的特征在于, 具备: 永久磁铁电动机, 由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成; 上述电动机控制装置; 电流检测单元, 检测上述电动机的线圈电流; 变换电路, 根据上述电动机控制装置输出的 PWM 信号驱动上述电动机。

并且, 本发明的半导体装置采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的结构, 其特征在于具有位置检测电路和微型计算机, 所述位置检测电路用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压, 根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述转子的旋转位置信号, 所述微型计算机具备根据上述旋转位置信号生成并输出 PWM 信号, 控制上述电动机的功能。

并且, 本发明的电子设备的特征在于具备上述半导体装置。

并且, 本发明的电动机控制方法为 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 控制由具有永久磁铁的转子和设置了多相线圈的定子构成的永久磁铁电动机的方法, 其特征在于, 在使用具备根据上述转子的旋转位置信号生成并输出 PWM 信号的功能的微型计算机时, 位置检测电路用上述电动机的电压、上述电动机的电流和上述电动机的常数根据相电压方程式模拟运算处理上述电动机的各相感应电压, 根据上述感应电压的相位关系生成并输出上述旋转位置信号。

根据本发明的电动机控制装置及半导体装置, 能够实现抑制成本、速度更高、控制性更好的电动机控制。

根据本发明的电动机驱动系统，能够构成实现抑制成本、速度更高、控制性更好的电动机控制的系统。

根据本发明的电动机控制方法，能够实现抑制成本、速度更高、控制性更好的电动机控制。

附图说明

图 1 是本发明的第 1 实施例，表示驱动控制 IC 的结构。

图 2 表示通过门驱动电路和变换电路将无刷直流电动机连接到驱动控制 IC 上的结构。

图 3 表示电流检测电路的结构。

图 4 表示感应电压运算电路的结构。

图 5 表示感应电压比较电路的结构。

图 6 表示电动机的等价电路。

图 7 表示感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 及位置信号 $s_0 \sim s_2$ 的各波形。

图 8 是表示微型计算机中一般的电动机控制的概要的流程图。

图 9 表示微型计算机输出的正弦波电压的波形。

图 10 是表示本发明的第 2 实施例的相应于图 1 的图。

具体实施方式

下面参照图 1 至图 9 说明本发明的第 1 实施例。图 1 表示无刷直流电动机的驱动控制 IC 的结构。在图 1 中，驱动控制 IC1（相当于半导体装置（或半导体集成电路装置）或电动机控制装置的一例）像例如东芝（股份）产品，8 位微型控制器，TMP88CH41 那样采用搭载了微型计算机 2 和位置检测电路 3 的结构，所述微型计算机 2 内置有通过 PWM 控制对电动机进行正弦波驱动的功能。并且，通过将驱动控制 IC1 装入一个集成电路封装内，外观上能够将驱动控制 IC1 自身看成是一台微型计算机。

图 2 表示经由门驱动电路 4 和变换电路 5 将无刷直流电动机 6 连接到驱动控制 IC1 上的结构。无刷直流电动机 6 为例如驱动 DVD（Digital Versatile Disk）、CD（Compact Disk）、HDD（Hard disk Drive）等盘记录媒

体旋转的主轴电动机或输送车辆的燃料等的泵用电动机等，为具有永久磁铁的转子和设置了3相线圈6u、6v、6w的定子构成的永久磁铁电动机。另外，图2所示的结构中除电动机6以外的部分构成电动机驱动系统100。

微型计算机2中主要表示了与电动机控制功能有关的部分（电动机控制电路）。在微型计算机2中，CPU磁心7通过地址总线/数据总线控制电动机控制电路8。电动机控制电路8具有以下部分：检测上述位置检测电路3输入的位置信号s0~s2的变化定时的位置检测单元9，根据该检测结果以3种电气角定时产生事件的定时单元10，计测电气角的电气角定时单元11，计算用于输出正弦波形状的波形的PWM负载的波形计算单元12，以及输出3相PWM信号（上下为U、V、W、X、Y、Z）的3相PWM输出单元13。

变换电路5通过在电源线与接地线之间三相桥式连接6个FET（图1中只表示了构成U相的上下臂的FET5up、5un）构成。分流电阻（相当于电流检测器的一例）14u、14v、14w分别连接在变换电路5的各相输出端子与电动机6的各相线圈6u、6v、6w之间。

变换电路5的输出电压Vu、Vv、Vw和施加到各相线圈6u、6v、6w上的电压Vu0、Vv0、Vw0——即分流电阻14u、14v、14w两端的电压输入位置检测电路3内部的电流检测电路15中。该电流检测电路15为根据分流电阻14u、14v、14w端子之间的电压，输出与变换电路5的输出电流Iu、Iv、Iw相对应的电流信号iu、iv、iw的电路，具有图3所示的结构。

图3中，U相、V相、W相的电流检测电路15a、15b、15c全部为相同的结构。例如，电流检测电路15a具备由运算放大器30a和电阻32a~35a构成的差动放大电路以及由运算放大器31a和电阻36a~38a构成的反相放大电路。基准电压Vr由未图示的基准电压产生电路生成，生成例如电源电压Vcc的1/2电压，通过电阻32a、36a施加给运算放大器30a、31a的非反相输入端子。电流检测电路15的输出信号iu、iv、iw如图2所示，通过电阻16、17和电容器18构成的电路输入感应电压运算电路19。

变换电路5的输出端子在位置检测电路3的内部连接有滤波电路20，该滤波电路20输出的信号输入感应电压运算电路19中。滤波电路20由连接在变换电路5的各相输出端子与接地之间的电阻20a、20b、20c和电容

器 20x、20y、20z 构成。

电阻 16a、16b、16c 与电容器 18a、18b、18c 构成的串联电路分别连接在电流检测电路 15 的输出端子与感应电压运算电路 19 的输入端子之间，电阻 17a、17b、17c 与这些串联电路并联连接。电阻 16 为振荡防止用电阻。

通过上述电路从电流检测电路 15 输入的电流信号 i_u 、 i_v 、 i_w 和流过滤波电路 20 的电压 v_u 、 v_v 、 v_w 输入感应电压运算电路 19（相当于感应电压运算单元的一例）中，输出与感应电压 E_u 、 E_v 、 E_w 相对应的感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 。

图 4 表示上述感应电压运算电路 19 的结构。各相具有相同的结构，例如 U 相由反相放大电路和加法电路构成，所述反相放大电路由运算放大器 40a 和电阻 42a、43a 构成，所述加法电路由运算放大器 41a 和电阻 44a、45a、46a 构成。并且，中性点电压信号 V_n 通过外部的多路转换器（MPX，相当于电压选择器件的一例）21 施加给该加法电路。

图 2 中，出现在连接于变换电路 5 的各相端子上的电阻 22u、22v、22w 共同的连接点上的假想中性点的电压 V_n' 和通过将电动机 6 的中性点直接连接在位置检测电路 3 的输入端子上施加的中性点电压 V_n 输入多路转换器 21 中。并且，多路转换器 21 根据微型计算机 2 输入的选择信号选择某个电压输出给感应电压运算电路 19。另外，电阻 22u、22v、22w 构成电阻电路 22。

并且，图 2 中，从感应电压运算电路 19 输出的感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 输入感应电压比较电路 23 中。感应电压比较电路 23 为将感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 进行互相比较的电路，为图 5 所示的结构。图 5 中比较器 c_0 、 c_1 、 c_2 分别比较感应电压信号 e_u 与 e_w 、 e_v 与 e_u 、 e_w 与 e_v ，输出位置信号 s_0 、 s_1 、 s_2 。另外，位置检测电路 3 的结构为利用了日本国专利公开公报：特开 2006-254626 所公开的结构的一部分的结构。

位置信号 $s_0 \sim s_2$ 从感应电压比较电路 23 输出，输入微型计算机 2 的输入端口（另外，在东芝（股份）的上述产品中，上述输入端口为 PDU、PDV、PDW）。微型计算机 2 的位置检测单元 9 根据位置信号 $s_0 \sim s_2$ 产生位置检测中断 INTPDC。

下面参照图 6 至图 9 说明本实施例的作用。首先参照图 3 说明电流检

测电路 15 的动作。例如 U 相的电流检测电路 15a 中，电阻 32a~35a 的阻值相同。使用了运算放大器 30a 的初级差动放大电路以基准电压 V_r 为基准，输出图中用标记 x 、 y 表示的输入电压差。使用了运算放大器 31a 的次级反相放大电路如果假设电阻 37a、38a 的阻值分别为 R_a 、 R_b 的话，则具有一 R_b/R_a 的放大率。因此，从电流检测电路 15a 输出的电压 z 为下述公式 (1)。

$$z = (R_b/R_a) (y - x) + V_r \quad \dots (1)$$

其中，电压 $(y-x)$ 为电动机 6 的线圈 6u 中流过的电流 I_u 在分流电阻 14u 上的电压下降，输出电压 z 为与线圈电流 I_u 成比例的电流信号 i_u 。由于其他的 V 相和 W 相也同样动作，因此从电流检测电路 15 输出与线圈 6u、6v、6w 中流过的电流 I_u 、 I_v 、 I_w 成比例的电流信号 i_u 、 i_v 、 i_w 。

接着参照图 4 说明感应电压运算电路 19 的动作。由于变换电路 5 输出的电压 V_u 、 V_v 、 V_w 为被 PWM 信号开关的波形，因此通过滤波电路 20 后施加给感应电压运算电路 19。通过滤波后的电压 v_u 、 v_v 、 v_w 以基准电压 V_r 为基准反相放大后输入加法电路。

如果以感应电压运算电路 19 中的 U 相为例进行说明的话，图中 $x_1 \sim x_4$ 表示各部分的电压，如果假设电阻 16a、17a、44a、45a、46a 的电阻值分别为 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 ，电容器 18a 的静电容量为 C_1 的话，则输出电压 z 为公式 (2)。

$$z = -R_5 \cdot C_1 \cdot dx_1/dt - (R_5/R_2) x_2 - (R_5/R_3) x_3 - (R_5/R_4) x_4 \quad \dots (2)$$

电压 x_1 、 x_2 与电流信号 i_u 相对应，电压 x_3 与电压信号 $-v_u$ 相对应，电压 x_4 与中性点电压信号 V_n 相对应。其中，如果将 $R_5 \cdot C_1$ 的值设定为电动机 6 的一相电感 L 乘以分流电阻 8_u 的阻值的倒数的值，将 (R_5/R_2) 设定为电动机 6 的一相线圈感抗 R 乘以分流电阻 8_u 的阻值的倒数的值，再将 (R_5/R_3) 和 (R_5/R_4) 设定为 1 的话，则为公式 (3)。

$$z = -L \cdot di_u/dt - R \cdot I_u + v_u - V_n \quad \dots (3)$$

如果参照图 6 所示的电动机 6 的等价电路，输出电压 z 为感应电压 E_u 。其他相也一样，感应电压运算电路 19 输出与感应电压 E_u 、 E_v 、 E_w 相对应的感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 。

下面说明感应电压比较电路 23 的动作。图 7 表示感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 及比较器 $c_0 \sim c_2$ 的输出信号 $s_0 \sim s_2$ 各自的波形。如果感应电压信号 e_u 、 e_v 、 e_w 为正弦波形状的信号，则 1 个周期被信号 $s_0 \sim s_2$ 区分成 6 个区域。即，电气周期被比较器 $c_0 \sim c_2$ 的信号 $s_0 \sim s_2$ 分割成与“0”和“1”相对应的 2 部分。并且，由于 3 个比较器 $c_0 \sim c_2$ 的输出信号 $s_0 \sim s_2$ 的定时互不相同，因此 1 个电气周期被分割成分别为大致 60° 的 6 等分（与微型计算机 2 的位置检测模式 0~5 相对应）。

下面参照图 8 说明输入了上述输出信号 $s_0 \sim s_2$ 的微型计算机 2 的动作。图 8 为作为产品的微型计算机 2 中一般的电动机控制的概要，为表示以位置检测单元 9 为中心的处理的流程图。另外，图中“软件”为微型计算机 2 的 CPU 磁心 7 按控制程序进行的处理，“硬件”为微型计算机 2 内部构成的硬件逻辑进行的处理。

并且，虽然图 8 中没有表示，但使微型计算机 2 在初期处理时能够给多路转换器 21 输入用于选择假想中性点电压 $V_{n'}$ 和电动机 6 的中性点电压 V_n 中的某一个的信号。

首先，设定模式图样（步骤 S1）。模式图样为每 60° 电气角内变化的位置信号 $s_0 \sim s_2$ 的高、低组合图样。将其中的 1 个作为期待值写入输出寄存器中（步骤 S2）。

另一方面，在硬件一侧，如果定时单元 10 发生中断 INTTMR2，则开始位置检测处理，抽取位置信号 $s_0 \sim s_2$ 的样本（步骤 S3），反复进行抽样（步骤 S4 中为“否”时），直至该抽样结果与期待值一致。并且，当上述抽样结果与期待值一致（“是”）时，将一致的次数加 1（步骤 S5），反复进行抽样（步骤 S6 中为“否”时），直至上述一致的次数达到指定的次数。

如果在步骤 S6 中一致的次数达到指定的次数（“是”），位置检测单元 9 使 CPU 磁心 7 中产生 INTPDC 中断（步骤 S7）。如果这样，CPU 磁心 7 执行与该中断相对应的处理（步骤 S8），将模式计测值（计测值在 0~5 中反复）加 1（步骤 S9），返回步骤 S1。

另外，与上述处理相对应的位置检测单元 9 的结构公开在东芝（股份）TMP88CH41 用户手册（2003-06-03 版）的 P92，图 2—48 中。

图 9 表示微型计算机 2 的 3 相 PWM 输出单元 13 输出的正弦波形状的

电压波形状。图 9 (a) 为 3 相感应电压波形，它们中某 2 相波形交叉的点为每 60° 电气角中位置检测模式变化的点。图 9 (b) 为与正弦波相对应的 PWM 信号的负载指令值。图 9 (a) 中用计量器测量模式变化点之间的间隔，例如如果将该计测值 4 等分的话，能够获得 15° 的间隔，因此指令值每 15° 变化一次。

图 9 (c) 为将 PWM 控制的运载波即三角波和正弦波（仅与 U 相对应）叠加起来表示的图。但是，为了便于表示，使运载波的频率比实际的值低。图 9 (d) 所示的 PWM 信号通过用比较器将图 9 (b) 的指令值与图 9 (c) 的运载波进行比较形成。通过变换电路 5 将该 PWM 信号施加到电动机 6 的各相线圈 6u、6v、6w 上，通过这样施加正弦波形状的驱动电压。

如上所述，根据本实施例，用位置检测电路 3 和微型计算机 2 构成驱动控制 IC1。位置检测电路 3 用电动机 6 的电压和电流、电动机 6 的常数根据相电压方程式模拟运算处理电动机 6 的各相感应电压 e_u 、 e_v 、 e_w ，根据它们的感应电压的相位关系生成转子的旋转位置信号 $s_0 \sim s_2$ 并输出。微型计算机 2 具备根据旋转位置信号 $s_0 \sim s_2$ 生成并输出 PWM 信号的功能。并且，通过变换电路 5 利用微型计算机 2 输出的 3 相 PWM 信号驱动电动机 6。

因此，由于位置检测电路 3 用硬件高速进行旋转位置信号 $s_0 \sim s_2$ 的运算，微型计算机 2 根据该旋转位置信号 $s_0 \sim s_2$ 生成并输出 PWM 信号，因此即使在使用性能比较低的 8 位微型计算机的情况下，也能够缓解 PWM 控制周期的制约并且以低的成本实现无位置传感器控制。并且，由于微型计算机 2 采用能够给电动机 6 输出正弦波形状的 PWM 信号的结构，因此能够有效用于需要获取转子的详细的旋转位置的电动机的控制。

并且，由于具备由生成用于运算感应电压 e_u 、 e_v 、 e_w 所必需的假想中性点电压 $V_{n'}$ 并输出给位置检测电路 3 的电阻 22u、22v、22w 构成的电阻电路 22，因此即使在难以与电动机 6 的中性点连接的情况下，也能够进行位置检测。而且，由于具备用于选择假想中性点电压 $V_{n'}$ 和从外部输入的电动机 6 的中性点电压 V_n 并输入给位置检测电路 3 的多路转换器 21，因此能够根据个别状况选择用于位置检测的中性点电压。

图 10 为表示本发明的第 2 实施例的图，与第 1 实施例相同的部分附有相同的附图标记，省略其说明，下面就不同的部分进行说明。图 10 为相当

于图 1 的图。即，图 10 表示无刷直流电动机的驱动控制 IC 的结构。如图 10 所示，第 2 实施例的驱动控制 IC51（相当于半导体装置（半导体集成电路装置）或电动机控制装置的一例）由微型计算机 2A、位置检测电路 3、多路转换器 52（相当于位置信号选择器的一例）构成。多路转换器 52 配置在位置检测电路 3 与微型计算机 2A 之间，为进行位置检测电路 3 输出的位置信号 $s_0 \sim s_2$ 与 IC52 的输入端子 V_u 、 V_v 、 V_w 之间的输入选择的器件，其选择控制由微型计算机 2A 进行。并且，驱动控制 IC51 的输入端子 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} ， V_n 还连接在微型计算机 2A 的输入端口上。

下面说明第 2 实施例的作用。第 2 实施例中，微型计算机 2A 在初期处理阶段进行多路转换器 52 的输入选择，通过这样能够与第 1 实施例一样选择是使用位置检测电路 3 输出的位置信号 $s_0 \sim s_2$ ，还是使用输入给 IC52 的输入端子 V_u 、 V_v 、 V_w 的例如与现有技术一样由霍尔 IC 检测到的位置信号。

通过采用上述结构，容易将驱动控制 IC51 作为现有技术那样将微型计算机 2 与霍尔 IC 等位置传感器组合起来使用的结构的替代而导入。例如，作为现有产品，存在用霍尔 IC 检测无刷直流电动机的转子位置、使用微型计算机 2 进行正弦波驱动的装置，估计将来该产品要升级为无位置传感器驱动方式。并且，采用使驱动控制 IC51 的壳体尺寸及插脚配置等能够具有与微型计算机 2 的互换性的结构。

此时，即使在产品（电子设备）升级之前，也用驱动控制 IC51 替代微型计算机 2，并使多路转换器 52 不是选择位置检测电路 3 的输出端子一侧，而是选择驱动控制 IC51 的输入端子 V_u 、 V_v 、 V_w 一侧而初始设定微型计算机 2A。于是，如果对上述输入端子 V_u 、 V_v 、 V_w 输入 3 个位置传感器输出的位置信号 $s_0 \sim s_2$ 的话，则能够与现有产品完全一样地动作。

在将产品升级到无位置传感器方式时，如果与第 1 实施例的图 2 一样地连接驱动控制 IC51 的输入端子，使多路转换器 52 选择位置检测电路 3 的输出端子一侧地初始设定微型计算机 2A 的话，则具有与第 1 实施例相同的作用。

根据上述结构的第 2 实施例，在打算升级产品，决定导入驱动控制 IC51 的情况下，在升级之前的阶段也能够将该驱动控制 IC51 用于产品。结果，

由于总的驱动控制 IC51 的使用数量增加，因此能够降低平均每个驱动控制 IC51 的单价而提供驱动控制 IC51。

本发明并不局限于上述实施例，能够如下所述地变形或拓展。

多路转换器 21 可以根据所需设置，可以采用只使用假想中性点电压 $V_{n'}$ 和电动机 6 的中性点电压 V_n 中的某一个的结构。

如果采用将与电动机常数 L 和 R 有关的电容器 18a、18b、18c 和电阻 17a、17b、17c 连接到驱动控制 IC 的外部的结构的话，能够根据使用的无刷直流电动机调整这些常数。

在感应电压比较电路 23 中，也可以将感应电压 e_u 、 e_v 、 e_w 与基准电压 V_r 进行比较，将感应电压 e_u 、 e_v 、 e_w 的零交叉点作为 60° 电气角的基准点。

电流检测器件也可以使用插入到变换电路 5 的下臂一侧的 FET5n 的源极和接地之间的分流电阻取代分流电阻 14u、14v、14w。

构成变换电路的开关元件并不局限于 FET，也可以是 IGBT 或功率晶体管等。

微型计算机 2 并不局限于东芝（股份）的产品，只要是由同样的体系结构构成的微型计算机就能够使用。

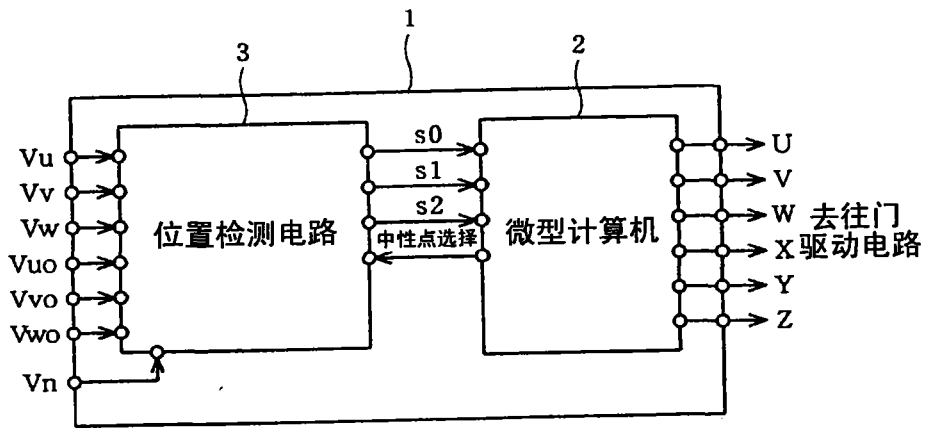


图1

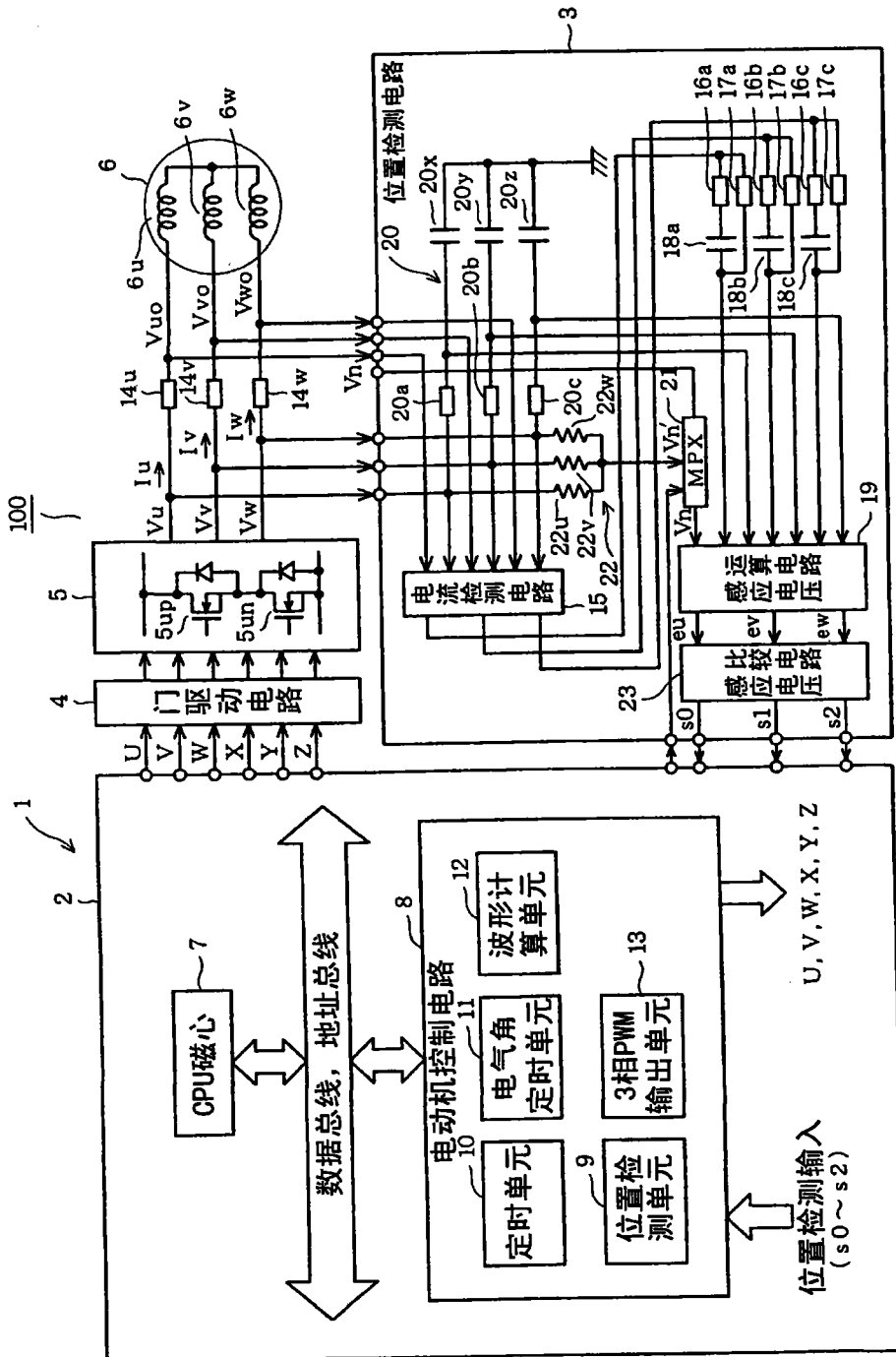


图2

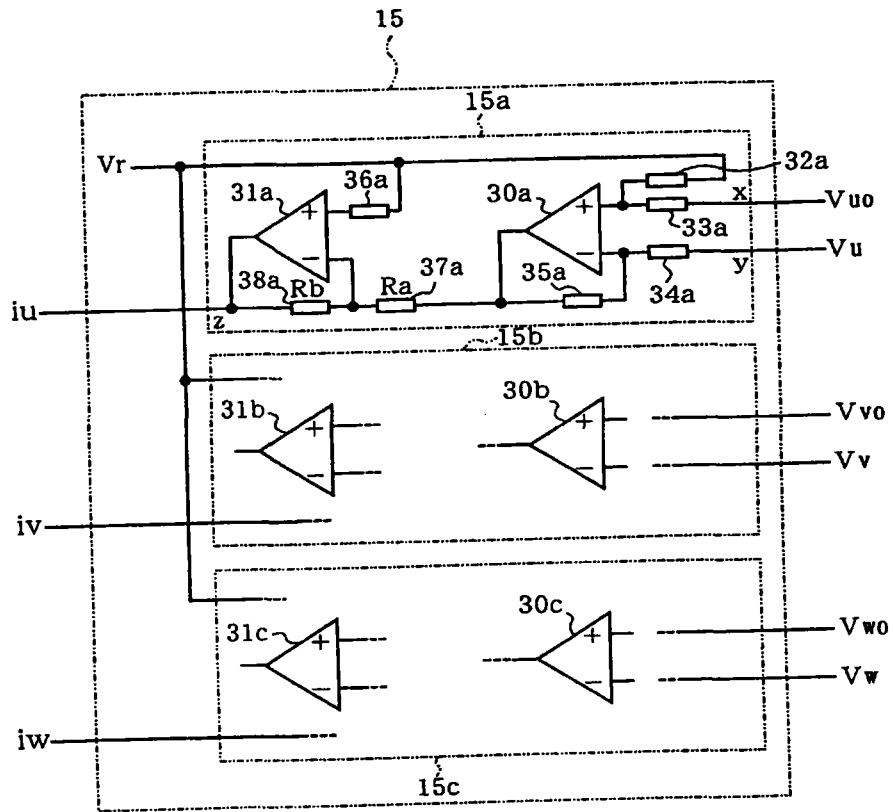


图3

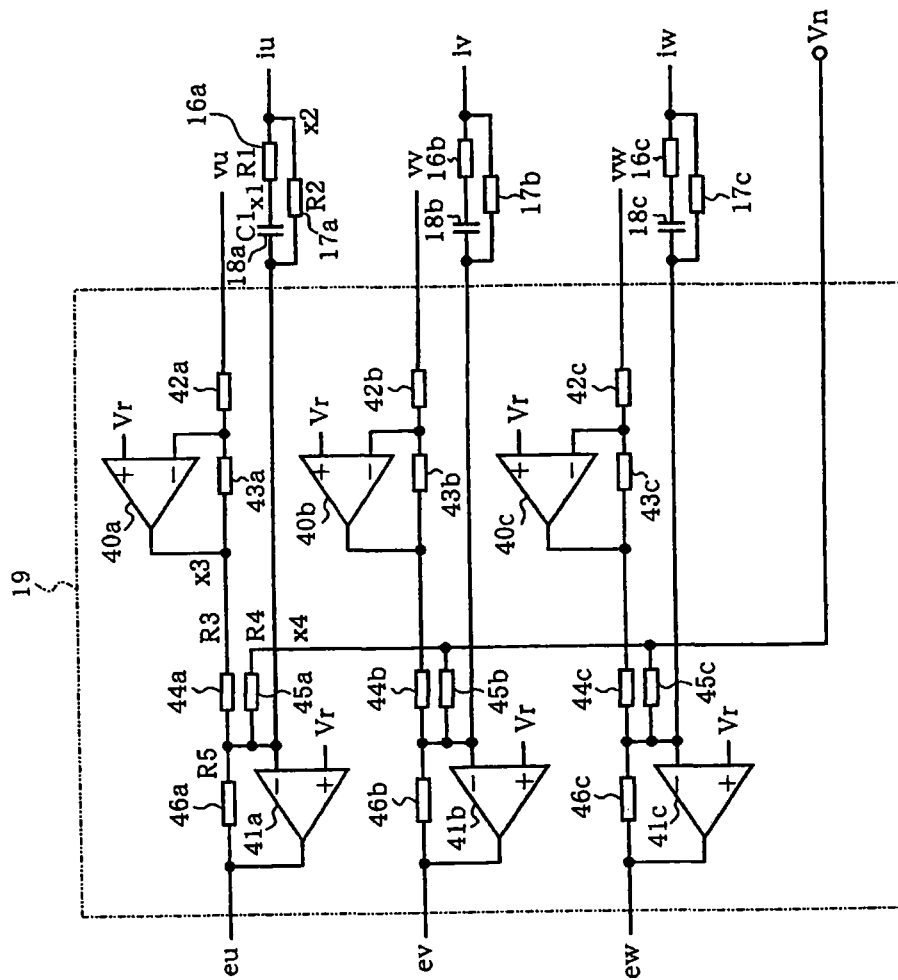


图4

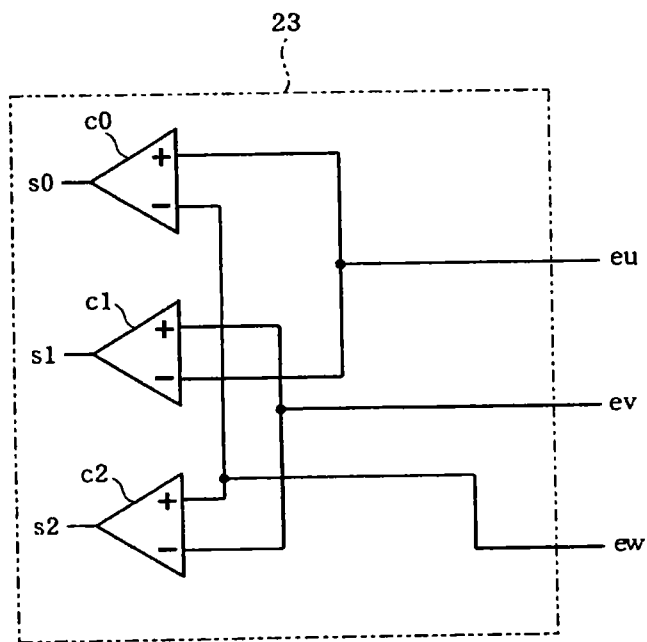


图5

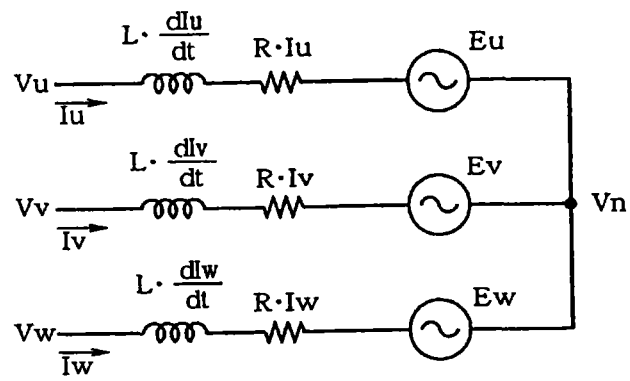


图6

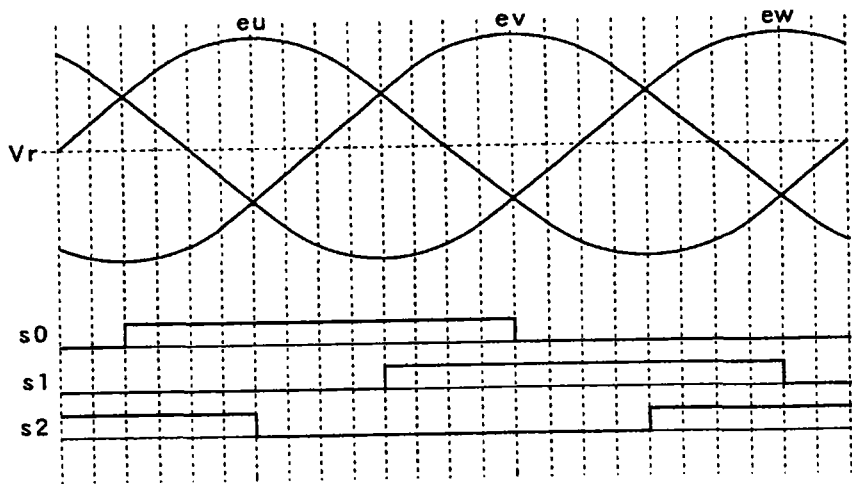


图7

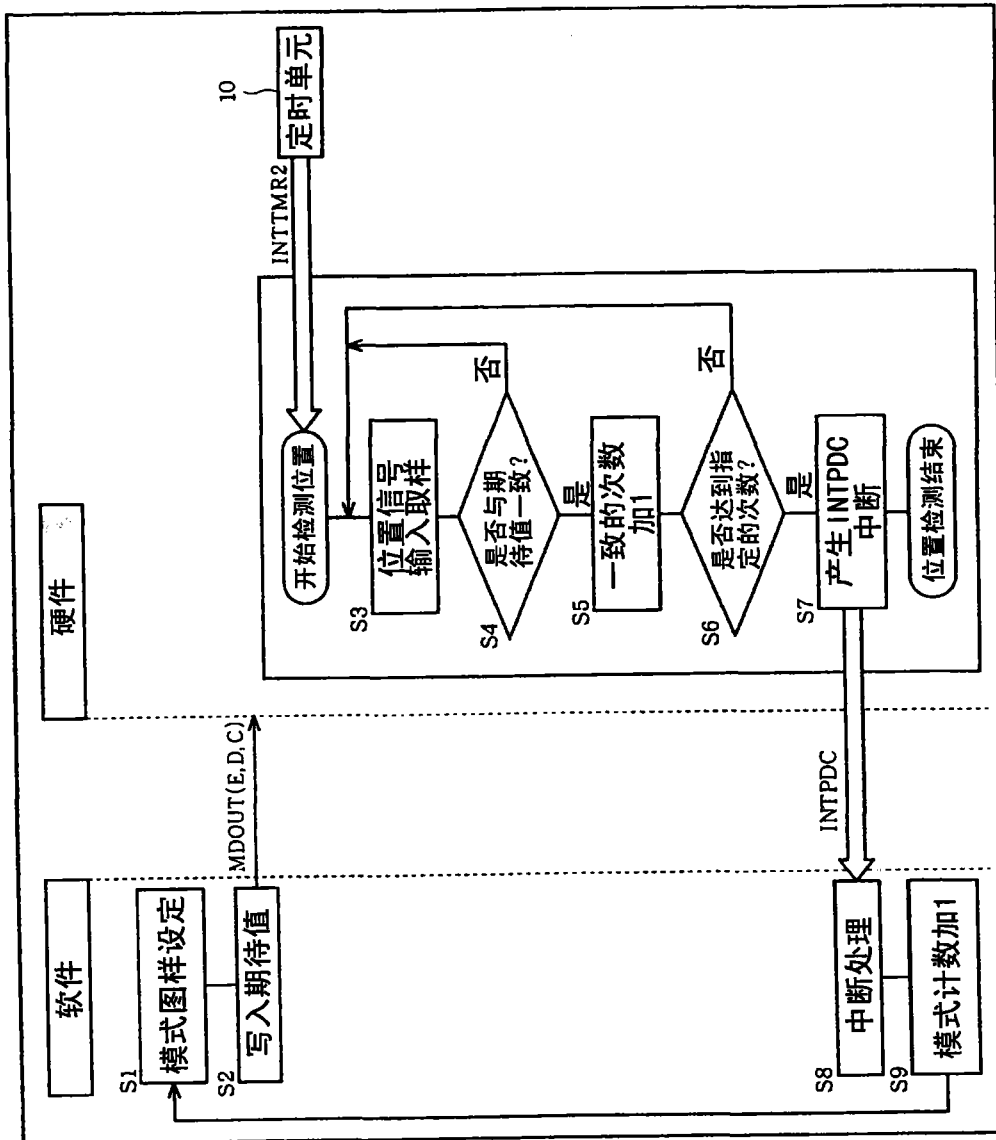


图8

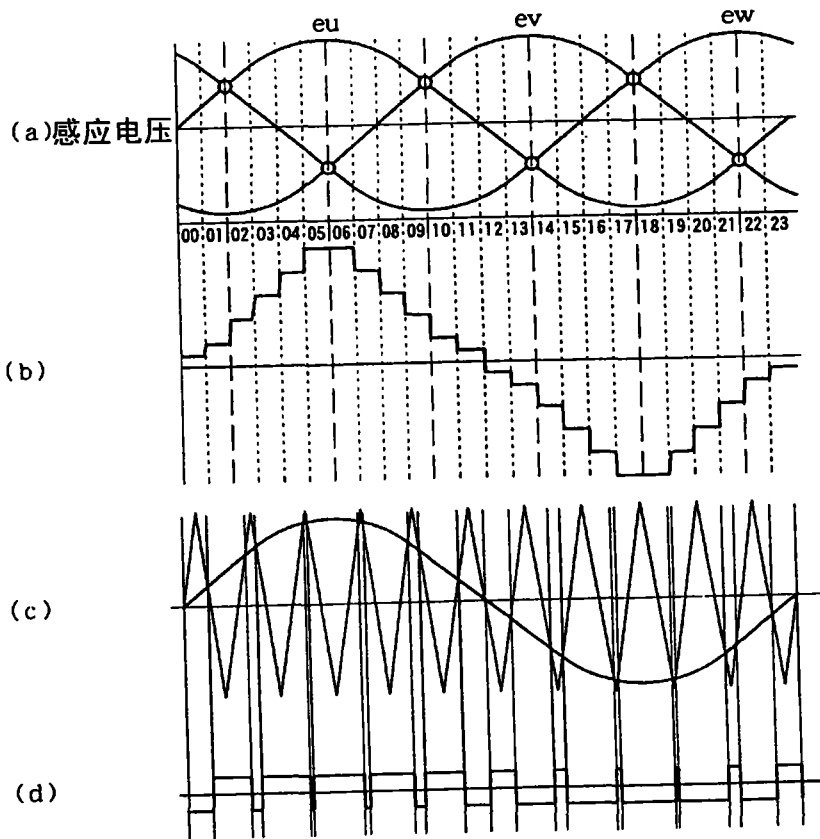


图9

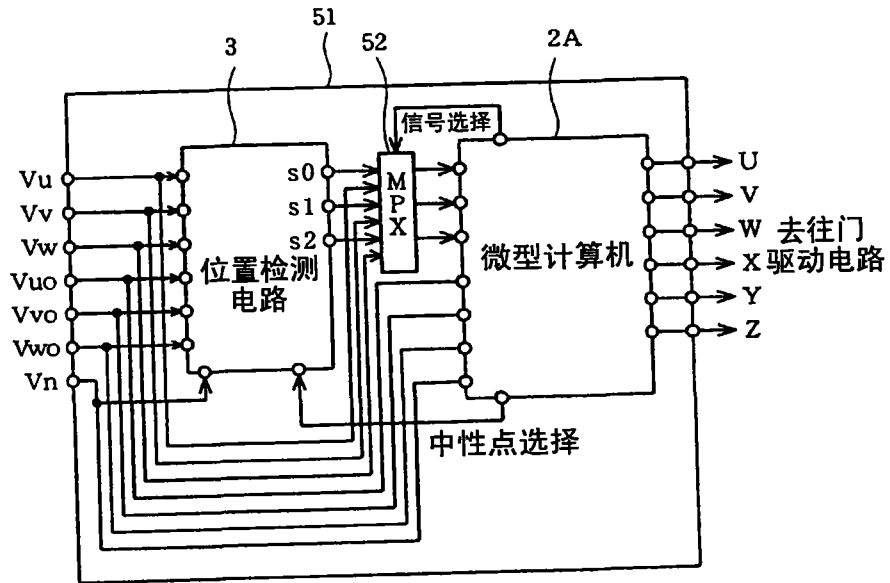


图10