

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/08 (2006.01)

H02P 27/06 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200680016323.3

[43] 公开日 2008年10月15日

[11] 公开号 CN 101288222A

[22] 申请日 2006.5.1

[21] 申请号 200680016323.3

[30] 优先权

[32] 2005.5.10 [33] JP [31] 137063/2005

[86] 国际申请 PCT/JP2006/309442 2006.5.1

[87] 国际公布 WO2006/121093 日 2006.11.16

[85] 进入国家阶段日期 2007.11.12

[71] 申请人 丰田自动车株式会社

地址 日本爱知县

[72] 发明人 冈村贤树

[74] 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限公司

代理人 柳春雷

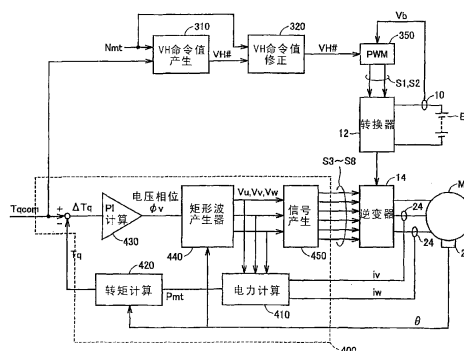
权利要求书5页 说明书22页 附图14页

## [54] 发明名称

用于电动机驱动系统的控制设备和包括该控制设备的电动车辆

## [57] 摘要

通过矩形波控制框(400)，将振幅等于转换器(12)的输出电压(VH)的矩形波电压施加到AC电动机(M1)。基本上通过根据转矩偏差( $\Delta Tq$ )改变矩形波电压的电压相位( $\phi v$ )，来进行AC电动机(M1)的转矩控制。当电动机转数(Nmt)突然变化时，VH命令值修正单元(320)根据电动机转数的变化比设置转换器(12)的输出电压(VH)的电压命令值(VH#)。通过根据电动机转数的突然变化改变施加到电动机的电压，而不用等待控制响应较低的转矩反馈控制，这就提高了电动机电流的控制。



1. 一种用于电动机驱动系统（100）的控制设备，所述电动机驱动系统包括逆变器（14），所述逆变器（14）将 DC 电压（VH）转换成用于驱动 AC 电动机（M1）的 AC 电压，所述控制设备包括：

    电流检测装置（24），用于检测供应到所述 AC 电动机的电动机电流；

    转速检测装置（S100），用于检测所述 AC 电动机的转速；

    控制方法选择装置（S10-S30），用于根据所述 AC 电动机的运转状态可选择地设置所述逆变器中的电压转换的控制方法；

    第一电动机控制装置（200），当所述控制方法选择装置选择第一控制方法时，所述第一电动机控制装置（200）基于所述电流检测装置检测到的所述电动机电流进行转矩控制，在所述第一控制方法中，根据基于矢量控制的正弦脉冲宽度调制方法控制所述 AC 电动机的施加电压；

    第二电动机控制装置（200、400），当所述控制方法选择装置选择第二控制方法时，所述第二电动机控制装置（200、400）基于所述电流检测装置检测到的所述电动机电流进行转矩控制，在所述第二控制方法中，根据输出基波分量大于所述正弦脉冲宽度调制方法的电压的调制方法控制所述 AC 电动机的所述施加电压；

    转速变化发生检测装置（S110），在选择所述第二控制方法期间，所述转速变化发生检测装置（S110）基于所述转速检测装置的输出检测所述 AC 电动机中发生的预定值或更大的转速变化；以及

    电动机电压修正装置（S120/320、S220/330、S230/245），当所述转速变化发生检测装置检测到发生所述预定值或更大的转速变化时，所述电动机电压修正装置（S120/320、S220/330、S230/245）根据所述转速变化修正所述第二电动机控制装置对所述 AC 电动机的所述施加电压。

2. 根据权利要求 1 所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中

    所述电动机驱动系统（100）还包括转换器（12），所述转换器（12）根据电压命令值（VH#）可变地控制输入到所述逆变器的所述 DC 电压（VH）的电平；以及

所述电动机电压修正装置包括装置（S120/320），当所述转速变化发生检测装置检测到发生所述预定值或更大的转速变化时，所述装置（S120/320）根据所述转速变化设置所述转换器的所述电压命令值。

3. 根据权利要求1所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中所述第二电动机控制装置包括矩形波控制装置（400），所述矩形波控制装置（400）控制所述逆变器的切换，使得将矩形波电压施加到所述AC电动机（M1），并且所述矩形波电压的相位（ $\phi_v$ ）对应于与转矩命令值（ $T_{qcom}$ ）的转矩偏差（ $\Delta T_q$ ），其中所述矩形波电压将输入到所述逆变器（14）的所述DC电压（ $V_H$ ）作为振幅；并且

所述电动机电压修正装置包括装置（S220/330），当所述转速变化发生检测装置检测到所述预定值或更大的转速减小时，所述装置（S220/330）控制所述逆变器的切换，使得在所述矩形波电压中强制提供对应于所述转速变化的占空比（DT）。

4. 根据权利要求1所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中所述第二电动机控制装置（200）包括：  
计算装置（240），所述计算装置（240）根据所述电动机电流与对应于所述转矩命令值（ $T_{qcom}$ ）的电流命令值（ $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$ ）的偏差，产生所述AC电动机（14）的所述施加电压的电压命令值（ $V_{d\#}$ 、 $V_{q\#}$ ）；以及

脉冲宽度调制装置（260），用于根据所述电压命令值控制所述逆变器的切换；并且

所述电动机电压修正装置包括装置（S320/245），当所述转速变化发生检测装置检测到发生所述预定值或更大的转速变化时，所述装置（S320/245）根据所述转速变化修正所述计算装置产生的所述电压命令值，并且将修正的电压命令值传送到所述脉冲宽度调制装置。

5. 根据权利要求1、2和4中任一项所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中，所述电动机电压修正装置将所述AC电动机的转速减小时对应于所述转速变化的所述AC电动机的所述施加电压的修正程度设置得大于所述AC电动机的转速增大时的修正程度。

6. 一种用于电动机驱动系统（100）的控制设备，所述电动机驱动系统包括逆变器（14），所述逆变器（14）将DC电压（ $V_H$ ）转换成用于

驱动 AC 电动机 (M1) 的 AC 电压, 所述控制设备包括:

电流检测部分 (24), 其检测供应到所述 AC 电动机的电动机电流;

转速检测部分 (S100), 其检测所述 AC 电动机的转速;

控制方法选择部分 (S10-S30), 其根据所述 AC 电动机的运转状态可选择地设置所述逆变器中的电压转换的控制方法;

第一电动机控制部分 (200), 当所述控制方法选择部分选择第一控制方法时, 所述第一电动机控制部分 (200) 基于所述电流检测部分检测到的所述电动机电流进行转矩控制, 在所述第一控制方法中, 根据基于矢量控制的正弦脉冲宽度调制方法控制所述 AC 电动机的施加电压;

第二电动机控制部分 (200、400), 当所述控制方法选择部分选择第二控制方法时, 所述第二电动机控制部分 (200、400) 基于所述电流检测部分检测到的所述电动机电流进行转矩控制, 在所述第二控制方法中, 根据输出基波分量大于所述正弦脉冲宽度调制方法的电压的调制方法控制所述 AC 电动机的所述施加电压;

转速变化发生检测部分 (S110), 在选择所述第二控制方法期间, 所述转速变化发生检测部分 (S110) 基于所述转速检测部分的输出检测所述 AC 电动机中发生的预定值或更大的转速变化; 以及

电动机电压修正部分 (S120/320、S220/330、S230/245), 当所述转速变化发生检测部分检测到发生所述预定值或更大的转速变化时, 所述电动机电压修正部分 (S120/320、S220/330、S230/245) 根据所述转速变化修正所述第二电动机控制部分对所述 AC 电动机的所述施加电压。

7. 根据权利要求 6 所述的用于电动机驱动系统的控制设备, 其中

所述电动机驱动系统 (100) 还包括转换器 (12), 所述转换器 (12) 根据电压命令值 (VH#) 可变地控制输入到所述逆变器的所述 DC 电压 (VH) 的电平; 以及

所述电动机电压修正部分 (S120/320) 被构造成, 当所述转速变化发生检测部分检测到发生所述预定值或更大的转速变化时, 根据所述转速变化设置所述转换器的所述电压命令值。

8. 根据权利要求 6 所述的用于电动机驱动系统的控制设备, 其中

所述第二电动机控制部分包括矩形波控制部分 (400), 所述矩形波

控制部分（400）控制所述逆变器的切换，使得将矩形波电压施加到所述 AC 电动机（M1），并且所述矩形波电压的相位（ $\phi_v$ ）对应于与转矩命令值（ $T_{qcom}$ ）的转矩偏差（ $\Delta T_q$ ），其中所述矩形波电压将输入到所述逆变器（14）的所述 DC 电压（ $V_H$ ）作为振幅；并且

所述电动机电压修正部分（S220/330）被构造成，当所述转速变化发生检测部分检测到所述预定值或更大的转速减小时，控制所述逆变器的切换，使得在所述矩形波电压中强制提供对应于所述转速变化的占空比（DT）。

9. 根据权利要求 6 所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中所述第二电动机控制部分（200）包括：

计算部分（240），所述计算部分（240）根据所述电动机电流与对应于所述转矩命令值（ $T_{qcom}$ ）的电流命令值（ $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$ ）的偏差，产生所述 AC 电动机（14）的所述施加电压的电压命令值（ $V_{d\#}$ 、 $V_{q\#}$ ）；以及

脉冲宽度调制部分（260），其根据所述电压命令值控制所述逆变器的切换；并且

所述电动机电压修正部分（S320/245）被构造成，当所述转速变化发生检测部分检测到发生所述预定值或更大的转速变化时，根据所述转速变化修正所述计算部分产生的所述电压命令值，并且将修正的电压命令值传送到所述脉冲宽度调制部分。

10. 根据权利要求 6、7 和 9 中任一项所述的用于电动机驱动系统的控制设备，其中，所述电动机电压修正部分将所述 AC 电动机的转速减小时对应于所述转速变化的所述 AC 电动机的所述施加电压的修正程度设置得大于所述 AC 电动机的转速增大时的修正程度。

11. 一种电动车辆，包括：

AC 电动机（M1），被构造成产生用于驱动驱动轮的转矩；

电动机驱动系统（100），被构造成包括逆变器（14），所述逆变器（14）将 DC 电压（ $V_H$ ）转换成用于驱动所述 AC 电动机（M1）的 AC 电压；以及

控制设备，用于控制所述电动机驱动系统；

所述控制设备包括：

电流检测部分（24），其检测供应到所述 AC 电动机的电动机电流；

转速检测部分（S100），其检测所述 AC 电动机的转速；

控制方法选择部分（S10-S30），其根据所述 AC 电动机的运转状态可选择地设置所述逆变器中的电压转换的控制方法；

第一电动机控制部分（200），当所述控制方法选择部分选择第一控制方法时，所述第一电动机控制部分（200）基于所述电流检测部分检测到的所述电动机电流进行转矩控制，在所述第一控制方法中，根据基于矢量控制的正弦脉冲宽度调制方法控制所述 AC 电动机的施加电压；

第二电动机控制部分（200、400），当所述控制方法选择部分选择第二控制方法时，所述第二电动机控制部分（200、400）基于所述电流检测部分检测到的所述电动机电流进行转矩控制，在所述第二控制方法中，根据输出基波分量大于所述正弦脉冲宽度调制方法的电压的调制方法控制所述 AC 电动机的所述施加电压；

转速变化发生检测部分（S110），在选择所述第二控制方法期间，所述转速变化发生检测部分（S110）基于所述转速检测部分的输出检测所述 AC 电动机中发生的预定值或更大的转速变化；以及

电动机电压修正部分（S120/320、S220/330、S230/245），当所述转速变化发生检测部分检测到发生所述预定值或更大的转速变化时，所述电动机电压修正部分（S120/320、S220/330、S230/245）根据所述转速变化修正所述第二电动机控制部分对所述 AC 电动机的所述施加电压。

## 用于电动机驱动系统的控制设备和包括该控制设备的电动车辆

### 技术领域

本发明涉及一种用于电动机驱动系统的控制设备以及包括该控制设备的电动车辆，更具体涉及一种通过逆变器将 DC 电压转换成 AC 电压以将其施加到 AC 电动机的电动机驱动系统的控制设备。

### 背景技术

通常使用电动机控制系统，其通过逆变器将 DC 电压转换成 AC 电压，以驱动和控制 AC 电动机。在这样的电动机驱动系统中，一般根据基于矢量控制的正弦 PWM（脉冲宽度调制）来控制电动机电流，以高效率驱动 AC 电动机。

但是，在正弦 PWM 控制方法中，不能够充分增大逆变器输出电压的基波分量，并且限制电压的利用，使得其难以在高转速区域获得高功率。考虑到这一点，已经提出使用与正弦 PWM 控制方法相比能够输出具有更大基波分量的电压的调制方法。

例如，日本专利早期公开 No. 2000-50689（专利文献 1）提出，在其中将矩形波电压施加到 AC 电动机来旋转和驱动该 AC 电动机以提高高速范围中的输出功率的控制构造中（在下文中，亦称为“矩形波控制方法”），通过基于转矩命令值和实际值之间的偏差控制此矩形波电压的相位，进行 AC 电动机的转矩控制。

此外，公开这样的构造，其中电动机驱动系统适用于混合动力汽车（例如，“在生态学和动力之间实现平衡的丰田电动机控制技术”，Nikkei Monozukuri, 2004 年 8 月，第 89-95 页），该电动机驱动系统还使用矩形波控制方法和正弦 PWM 控制方法之间的中间电压波形的“过调制 PWM 控制方法”。此电动机驱动系统使用三种控制方法，即，正弦 PWM 控制、过调制 PWM 控制以及矩形波控制方法，此三种方法根据电动机运转状态（一般为转矩/转数）切换。

另外，还公开这样的构造，其中考虑到在电动机电流反馈控制中逆变器的输出电压饱和时谐波还叠加在电动机中流动的电流上，在由滤波器运算部分从检测到的电动机电流中去除谐波分量之后，进行电动机电流反馈控制（例如日本专利早期公开 No. 9-215398：专利文献 2）。

这里，在其中逆变器输出电压的基波分量大于正弦 PWM 控制方法的调制方法中，一般地，在如上所述的矩形波控制方法和过调制方法中，当可以在 AC 电动机的中速和高速范围中提高输出功率时，由于电动机施加电压的电压波形失真，与正弦 PWM 控制方法相比，控制响应恶化。

这是因为，在矩形波控制方法中，操作量仅为电动机施加电压（矩形波电压）的相位，因此，与可以使用施加电压的振幅和相位两者作为操作量的正弦 PWM 控制方法相比，控制性恶化。另外，随着电动机施加电压波形的失真增大，电动机电流失真分量增大。这需要类似于上述专利文献 2 的滤波处理（例如，时间恒定：约几十毫秒），并且由于此方面，发生控制延迟。

此外，即使在过调制控制方法中，与正弦 PWM 控制方法相比，电动机电流的失真分量也类似地更大，并且由于上述滤波处理而使控制性恶化。

因此，在类似于矩形波控制方法和其中逆变器输出电压的基波分量大于正弦 PWM 控制方法的过调制控制方法的这样的调制方法中，电动机施加电压的控制响应在电动机转数（其指每单位时间的转数，和转速同义，同样应用于下文中）突然变化时延迟，使得电动机电流很可能扰动。具体而言，如果电动机电流扰动而沿增大方向发散（diverge）时，产生过电流/过电压，这可能引起不方便，诸如系统关机或设备毁坏。另外，如果系统部件的额定性能（耐电压、电流容量等）被设计成过度响应于上述恶化的控制响应所引起的过电压/过电流，则制造成本增大。

## 发明内容

为了解决上述问题而做出本发明，并且本发明的目的是在用于电动机驱动系统的控制设备中，在 AC 电动机转数突然变化时适当控制电动机电流，其中该控制设备根据其中逆变器输出电压（电动机施加电压）



的基波分量大于正弦 PWM 控制方法的调制方法控制 AC 电动机。

根据本发明的用于电动机驱动系统的控制设备控制电动机驱动系统，该电动机驱动系统包括将 DC 电压转换成用于驱动 AC 电动机的 AC 电压的逆变器。该控制设备包括电流检测部分、转速检测部分、控制方法选择部分、第一电动机控制部分、第二电动机控制部分、转速变化发生检测部分以及电动机电压修正部分。电流检测部分检测供应到 AC 电动机的电动机电流。转速检测部分检测 AC 电动机的转速。控制方法选择部分根据 AC 电动机的运转状态可选择地设置逆变器中的电压转换的控制方法。当控制方法选择部分选择第一控制方法时，第一电动机控制部分基于电流检测部分检测到的电动机电流进行转矩控制，在第一控制方法中根据基于矢量控制的正弦脉冲宽度调制方法来控制到 AC 电动机的施加电压。当控制方法选择部分选择第二控制方法时，第二电动机控制部分基于电流检测部分检测到的电动机电流进行转矩控制，在第二控制方法中根据输出基波分量大于正弦脉冲宽度调制方法的电压的调制方法控制 AC 电动机的施加电压。在选择第二控制方法期间，转速变化发生检测部分基于转速检测部分的输出检测 AC 电动机中发生的预定值或更大的转速变化。当转速变化发生检测部分检测到发生预定值或更大的转速变化时，电动机电压修正部分根据转速变化修改第二电动机控制部分对 AC 电动机的施加电压。

根据本发明的电动车辆包括构造成产生用于驱动驱动轮的转矩的 AC 电动机、构造成包括将 DC 电压转换成用于驱动 AC 电动机的 AC 电压的逆变器的电动机驱动系统、以及用于控制电动机驱动系统的控制设备。该控制设备包括电流检测部分、转速检测部分、控制方法选择部分、第一电动机控制部分、第二电动机控制部分、转速变化发生检测部分以及电动机电压修正部分。电流检测部分检测供应到 AC 电动机的电动机电流。转速检测部分检测 AC 电动机的转速。控制方法选择部分根据 AC 电动机的运转状态可选择地设置逆变器中的电压转换的控制方法。当控制方法选择部分选择第一控制方法时，第一电动机控制部分基于电流检测部分检测到的电动机电流进行转矩控制，在第一控制方法中根据基于矢量控制的正弦脉冲宽度调制方法控制 AC 电动机的施加电压。当控制方法选择部分选择第二控制方法时，第二电动机控制部分基于电流检测部

分检测到的电动机电流进行转矩控制，在第二控制方法中根据输出基波分量大于正弦脉冲宽度调制方法的电压的调制方法控制 AC 电动机的施加电压。在选择第二控制方法期间，转速变化发生检测部分基于转速检测部分的输出检测 AC 电动机中发生的预定值或更大的转速变化。当转速变化发生检测部分检测到发生预定值或更大的转速变化时，电动机电压修正部分根据转速变化修正第二电动机控制部分对 AC 电动机的施加电压。

根据如上所述的用于电动机驱动系统的控制设备和电动车辆，在根据其中输出基波分量大于正弦波脉冲宽度调制方法的电压的调制方法（通常，过调制 PWM 控制方法和矩形波控制方法）控制 AC 电动机的情况下，当 AC 电动机的转速（每单位时间的转数）（其为控制目标）突然变化时，根据已经发生的转速变化可以修正 AC 电动机的施加电压。因此，即使在由基于检测 AC 电动机的电动机电流的第二控制方法进行的反馈控制中发生了控制延迟，也可以根据 AC 电动机的转速变化进行修正控制。因此，在 AC 电动机的转速突然变化时可以适当地控制电动机电流，由此防止电动机电流过大。因此，保护了系统部件，此外，可以降低与这些部件的额定性能（耐电压、电流容量等）的设计有关的安全程度，由此有助于降低制造成本。

优选地，在根据本发明的用于电动机驱动系统的控制设备中，电动机驱动系统还包括转换器，该转换器可以根据电压命令值可变地控制输入到逆变器的 DC 电压的电平。此外，电动机电压修正部分被构造成，当转速变化发生检测部分检测到发生预定值或更大的转速变化时，根据转速变化设置转换器的电压命令值。

根据上述的用于电动机驱动系统的控制设备，在其中能够可变地控制到逆变器的输入电压的电压电平的构造中，在 AC 电动机的转速变化时，根据已经发生的转速变化，修正到逆变器的输入电压，使得可以在防止第二控制方法（过调制 PWM 控制或矩形波控制方法）的控制延迟的方向上增大或减小到 AC 电动机的施加电压。因此，可以防止电动机转速突然变化时的电动机电流的增大。

优选地，在根据本发明的用于电动机驱动系统的控制设备中，第二电动机控制部分包括矩形波控制部分。矩形波控制部分控制逆变器的切

换，使得将以输入到逆变器的 DC 电压作为振幅的矩形波电压施加到 AC 电动机，并且该矩形波电压的相位与转矩命令值的转矩偏差对应。此外，电动机电压修正部分被构造成，当转速变化发生检测部分检测到预定值或更大的转速减小时，控制逆变器的切换，使得在矩形波电压中强制提供对应于转速变化的占空比。

根据上述的用于电动机控制系统的控制设备，在矩形波控制方法中，如果 AC 电动机的转速突然减小，则在施加到 AC 电动机的矩形波电压中强制提供占空比，使得 AC 电动机的施加电压可以根据 AC 电动机的转速减小而减小。这防止了在 AC 电动机的转速突然减小时由矩形波控制方法的控制延迟而产生过电流。

优选地，在根据本发明的用于电动机驱动系统的控制设备中，第二电动机控制部分包括计算部分和脉冲宽度调制部分。计算部分根据电动机电流与对应于转矩命令值的电流命令值的偏差，产生 AC 电动机的施加电压的电压命令值。脉冲宽度调制部分根据电压命令值控制逆变器的切换。此外，电动机电压修正部分被构造成，当转速变化发生检测部分检测到发生预定值或更大的转速变化时，根据转速变化修正计算部分产生的电压命令值，并将修正的电压命令值发送到脉冲宽度调制部分。

根据上述的用于电动机驱动系统的控制设备，在过调制 PWM 控制方法中，如果 AC 电动机的转速急剧变化，则修正电压命令值（d 轴电压、q 轴电压），使得可以在防止过调制 PWM 控制的控制延迟的方向上增大或减小 AC 电动机的施加电压。这防止了在 AC 电动机的转速突然变化时过调制 PWM 控制方法的控制延迟而产生的过电流。

优选地，在根据本发明的电动机驱动系统的控制设备中，电动机电压修正部分将 AC 电动机的转速减小时对应于转速变化的 AC 电动机的施加电压的修正程度设置得大于 AC 电动机的转速增大时的修正程度。

根据上述的用于电动机驱动系统的控制设备，当在 AC 电动机的特性方面当电动机电流的过度增大方向上扰动时电动机转速突然减小的时候，可以有效地防止由于电动机电流控制的延迟导致的过电流。

根据本发明的用于电动机驱动系统的控制设备以及包括该控制设备的机动车辆，在根据其中逆变器输出电压（电动机施加电压）的基波分量大于正弦 PWM 控制方法的调制方法的电动机控制中，可以在 AC 电动

机的转数（转速）突然变化时（例如，在电动车辆行驶过程中发生滑移或抓地（grip）时用于产生车辆驱动力的电动机的转数突然变化的时候）适合地控制电动机电流。

### 附图说明

图 1 是根据本发明实施例的电动机驱动系统的整体构造图。

图 2 是图示用于根据本发明实施例的电动机驱动系统的控制方法的图。

图 3 是图示控制方法选择技术的流程图。

图 4 是图示对应于电动机状态的控制方法切换的图。

图 5 是正弦 PWM 控制方法和过调制 PWM 控制方法的控制框图。

图 6 是矩形波控制方法的控制框图。

图 7 是图示在矩形波控制方法下电动机转数突然变化时发生电动机电流扰动的操作波形图。

图 8 是图 7 中 VIII 区域的放大图。

图 9 是由根据第一实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行系统电压控制的流程图。

图 10 是图示由根据第一实施例用于电动机驱动系统的控制设备在电动机转数突然变化时进行控制操作的图。

图 11 是图 10 中 XI 区域的放大图。

图 12 是由根据第一实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行 PWM 控制方法的控制框图。

图 13 是由根据第二实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行矩形波控制的控制框图。

图 14 是示出矩形波控制方法的通常时间每相电动机电压的波形图。

图 15 是图示图 13 中所示的矩形波占空比控制部分的操作的流程图。

图 16 是在由根据第二实施例用于电动机驱动系统的控制设备进行的矩形波控制方法下在电动机转数突然减小时进行的控制操作的图。

图 17 是图 16 中 XVII 区域的放大图。

图 18 是由根据第三实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行的

PWM 控制方法的控制框图。

图 19 是图示图 18 中所示的电压命令修正部分的操作的流程图。

### 具体实施方式

在下面，参考附图详细描述本发明的实施例。注意，下面附图中相同或对应的部件采用相同标号，并且其描述基本不再重复。

#### （第一实施例）

图 1 是根据本发明实施例的电动机驱动系统的整体构造图。

参考图 1，根据本发明实施例的电动机驱动系统 100 包括 DC 电压产生部分 10#、滤波电容器 C0、逆变器 14 以及 AC 电动机 M1。

AC 电动机 M1 例如是产生用于驱动安装在电动车辆（诸如，混合动力车辆或电动车辆）上的驱动轮的转矩的驱动用电动机。或者，此 AC 电动机 M1 可以被构造成具有由发动机驱动的发电机的功能，并且可被构造成具有电动机和发电机两个功能。此外，AC 电动机 M1 可以内置于混合动力车辆中作为用于发动机的电动机来运转，例如能够起动发动机。

DC 电压产生部分 10#包括 DC 电源 B、系统继电器 SR1、SR2、滤波电容器 C1 以及升降压转换器 12。

DC 电源 B 由镍金属氢化物或锂离子蓄电池、燃料电池或其组合形成。DC 电源 B 输出的 DC 电压 Vb 由电压传感器 10 检测。电压传感器 10 将检测到的 DC 电压 Vb 输出到控制设备 30。

系统继电器 SR1 连接在电源 B 的正电极端子和电力线 6 之间，系统继电器 SR2 连接在 DC 电源 B 的负电极端子和接地线 5 之间。系统继电器 SR1、SR2 由来自控制设备 30 的信号 SE 打开/关闭。更具体而言，系统继电器 SR1、SR2 由来自控制设备 30 的 H（逻辑高）电平的信号 SE 打开，并且由来自控制设备 30 的 L（逻辑低）电平的信号 SE 关闭。滤波电容器 C1 连接在电力线 6 和接地线 5 之间。

升降压转换器 12 包括电抗器 L1、电力用半导体开关元件 Q1、Q2、以及二极管 D1、D2。

电力用开关元件 Q1、Q2 串联连接在电力线 7 和接地线 5 之间。电力用开关元件 Q1 和 Q2 的打开/关闭由来自控制设备 30 的切换控制信号

S1 和 S2 控制。

在本发明的实施例中，IGBT（绝缘栅极双极晶体管）、功率 MOS（金属氧化物半导体）晶体管、功率双极晶体管等可以用作电力用半导体开关元件（下文中简称为“开关元件”）。反向并联二极管 D1、D2 被设置用于开关元件 Q1、Q2。

电抗器 L1 连接在开关元件 Q1 和 Q2 的连接节点和电力线 6 之间。此外，滤波电容器 C0 连接在电力线 7 和接地线 5 之间。

逆变器 14 由并联设置在电力线 17 和接地线 5 之间的 U 相臂 15、V 相臂 16 和 W 相臂 17 形成。每个相臂由串联连接在电力线 7 和接地线 5 之间的开关元件形成。例如，U 相臂 15 由开关元件 Q3、Q4 形成，V 相臂由开关元件 Q5、Q6 形成，而 W 相臂由开关元件 Q7、Q8 形成。另外，反向并联二极管 D3-D8 分别连接到开关元件 Q3-Q8。开关元件 Q3-Q8 的打开/关闭由来自控制设备 30 的切换控制信号 S3-S8 控制。

每个相臂的中间点连接到 AC 电动机 M1 的每相线圈的每相端。换句话说，AC 电动机 M1 是三相永磁电动机，并且被形成使得三个 U、V、W 相线圈的一端共同连接到中性点。此外，每相线圈的另一端连接到每个相臂 15-17 的开关元件的中间点。

在电压增大操作时，升降压转换器 12 向逆变器 14 供应通过增大从 DC 电源 B 供应的 DC 电压  $V_b$  而产生的 DC 电压（该 DC 电压相当于到逆变器 14 的输入电压，下文中也称为“系统电压”）。更具体而言，响应于来自控制设备 30 的切换控制信号 S1、S2，交替设置开关元件 Q1 的打开时段和 Q2 的打开时段，并且升压比取决于这些打开时段之比。

另外，在电压减小操作时，升降压转换器 12 减小从逆变器 14 通过滤波电容器 C0 供应 DC 电压（系统电压）以对 DC 电源 B 进行充电。更具体而言，响应于来自控制设备 30 的切换控制信号 S1、S2，交替设置仅仅开关元件 Q1 打开的时段和开关元件 Q1、Q2 都关闭的时段。

滤波电容器 C0 对来自升降压转换器 12 的 DC 电压进行滤波，并且将滤波了的 DC 电压供应到逆变器 14。电压传感器 13 检测滤波电容器 C0 的两相对端之间的电压（即，系统电压），并将检测到的值  $V_H$  输出到控制设备 30。

如果 AC 电动机 M1 的转矩命令值为正值（ $T_{qcom} > 0$ ），当从滤波电

容器 C0 供应 DC 电压时，通过响应于来自控制设备 30 的切换控制信号 S3-S8 进行开关元件 Q3-Q8 的切换操作，逆变器 14 将 DC 电压转换成适合的电动机施加电压（AC 电压），并驱动 AC 电动机 M1，使得输出正转矩。另一方面，如果 AC 电动机 M1 的转矩命令值为零（ $T_{qcom}=0$ ），通过响应于切换控制信号 S3-S8 的切换操作，逆变器 14 将 DC 电压转换成适合的电动机施加电压（AC 电压），并驱动 AC 电动机 M1，使得转矩变为零。因此，驱动 AC 电动机 M1，以产生由转矩命令值  $T_{qcom}$  所指示的零或正扭矩。

此外，在装备有电动机驱动系统 100 的混合动力车辆或电动车辆的再生制动时，将 AC 电动机 M1 的转矩命令值  $T_{qcom}$  设置为负值（ $T_{qcom}<0$ ）。在此情况下，通过响应于切换控制信号 S3-S8 的切换操作，逆变器 14 将 AC 电动机 M1 产生的 AC 电压转换成 DC 电压，并将转换了的 DC 电压（系统电压）通过滤波电容器 C0 供应到升降压转换器 12。注意，这里所指的再生制动包括驾驶混合动力车辆或电动车辆的驾驶者操作制动踏板情况下伴随再生发电的制动，和虽然没有操作制动脚踏板，在行驶过程中离开加速器踏板引起再生发电的同时车辆加速（或加速中止）。

电流传感器 24 检测 AC 电动机 MC1 中流动的电动机电流，并将检测到的电动机电流输出到控制设备 30。这里，如图 1 中所示，因为三相电流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  的瞬时值的和为零，电流传感器 24 可设置成仅检测两个相的电动机电流（例如，V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$ ）。

转角传感器（分解器）25 检测 AC 电动机 M1 的转子转角  $\theta$ ，并将检测到的转角  $\theta$  发送到控制设备 30。在控制设备 30 中，基于转角  $\theta$  计算 AC 电动机 M1 的转数（转速）。

控制设备 30 基于从设置在外部的电子控单元（ECU）输入的转矩命令值  $T_{qcom}$ 、电池传感器 10 检测到的电池电压  $V_b$ 、电压传感器 13 检测到的系统电压  $V_H$ 、来自电流传感器 24 的电动机电流  $i_v$ 、 $i_w$  以及来自转角传感器 25 的转角  $\theta$ ，控制升降压转换器 12 和逆变器 14 的操作，使得通过下述方法 AC 电动机 M1 输出根据转矩命令值  $T_{qcom}$  的转矩。换句话说，产生用于如上所述的控制升降压转换器 12 和逆变器 14 的切换控制信号 S1-S8，并将其输出到升降压转换器 12 和逆变器 14。

在升降压转换器 12 的电压增大操作时，控制设备 30 反馈控制滤波电容器 C0 的输出电压 VH，并产生切换控制信号 S1、S2，使得输出电压 VH 达到电压命令值。

另外，控制设备 30 从外部 ECU 接收表示混合动力车辆或电动车辆进入再生制动模式的信号 RGE，以产生切换控制信号 S3-S8，并将其输出到逆变器 14，使得 AC 电动机 M1 产生的 AC 电压转换成 DC 电压。因此，逆变器 14 将 AC 电动机 M1 中产生的 AC 电压转换成 DC 电压，以供应到升降压转换器 12。

另外，控制设备 30 从外部 ECU 接收表示混合动力车辆或电动车辆进入再生制动模式的信号 RGE，以产生切换控制信号 S1、S2，并将其输出到升降压转换器 12，使得供应自逆变器 14 的 DC 电压减小。因此，AC 电动机 M1 产生的 AC 电压被转换成 DC 电压，并被减小，以供应到 DC 电源 B。

此外，控制设备 30 产生用于打开/关闭系统继电器 SR1、SR2 的信号 SE，并将其输出到系统继电器 SR1、SR2。

现在，详细描述由控制设备 30 所控制的逆变器 14 中的电力转换。

如图 2 中所示，在根据本发明实施例的电动机驱动系统 100 中，对于电动机控制（更具体而言，逆变器 14 中的电力转换），以切换方式使用三种控制方法。

正弦 PWM 控制方法作为一般的 PWM 控制使用，其中根据正弦波状命令值和载波（一般为三角波）之间的电压比较控制每个相臂中开关元件的打开/关闭。因此，对于一组与上臂元件（图 1 中的 Q3、Q5、Q7）的打开时段对应的高电平时段和与下臂元件（图 1 中 Q4、Q6、Q8）的打开时段对应的低电平时段，控制占空比使得基波分量变为一定时段内的正弦波。众所周知，在正弦 PWM 控制方法中，该基波分量振幅可以仅增大到逆变器输入电压的 0.61 倍。

另一方面，在矩形波控制方法中，将高电平时段和低电平时段之比为 1:1 的矩形波的一个脉冲施加到 AC 电动机。由此，可以将调制率增大到 0.78。

在过调制 PWM 控制方法中，在失真载波的振幅减小的情况下，进行类似于上述正弦 PWM 控制方法的 PWM 控制。因此，基波分量可以失



真，并且调制率可以增大到 0.61-0.78 的范围。

在 AC 电动机 M1 中，随着转数和输出转矩的增大，感应电压变得更大，并且其需要电压也变得更大。由转换器 12 增大的电压（即，系统电压 VH）必须设置成大于该电动机需要电压（感应电压）。另一方面，由转换器 12 增大的电压（即，系统电压）具有极限值（Vh 最大电压）。

因此，在电动机需要电压（感应电压）低于系统电压的最大值（VH 最大电压）的范围中，应用基于正弦 PWM 控制方法或过调制 PWM 控制方法的最大转矩控制，并且通过根据矢量控制的电动机电流控制将输出转矩控制到转矩命令值 Tqcom。

另一方面，当电动机需要电压（感应电压）到达系统电压的最大值（VH 最大电压）时，在保持系统电压 VH 的情况下，应用根据弱磁控制的矩形波控制方法。在矩形波控制方法中，因为基波分量的振幅不变，所以通过基于电力计算获得的转矩实际值和转矩命令值之间的偏差的矩形波脉冲的电压相位控制来执行转矩控制。

如图 3 的流程图所示，由未示出的 ECU 从基于加速器开度等的车辆请求输出计算 AC 电动机 M1 的转矩命令值 Tqcom（步骤 S10）。响应于此，控制设备 30 基于预定对照图等从 AC 电动机 M1 的转矩命令值 Tqcom 和转数计算电动机需要电压（感应电压）（步骤 S20）。另外，根据电动机需要电压和系统电压的最大值（VH 最大电压）之间的关系，判定弱磁控制（矩形波控制方法）和最大转矩控制（正弦 PWM 控制方法/过调制 PWM 控制方法）中的哪一个应用于电动机控制（S30）。当应用最大转矩控制时，依靠根据矢量控制的电压命令值的调制率范围，判定使用正弦 PWM 控制方法和过调制 PWM 控制方法中的哪一个。根据如上所述的控制流程，根据 AC 电动机 M1 的运转状态从图 2 所示的多个控制方法中选择合适的控制方法。

因此如图 4 所示，在低速范围 A1 中使用正弦 PWM 控制方法来减小转矩变化，在中速范围 A2 中应用过调制 PWM 控制方法，而在高速范围 A3 中应用矩形波控制方法。具体而言，应用过调制 PWM 控制方法和矩形波控制方法能够实现 AC 电动机 M1 的输出功率的提高。这样，在可行的调制率的范围内判定使用图 2 中所示的哪种控制方法。

图 5 是控制设备 30 中执行的正弦 PWM 控制方法和过调制 PWM 控

制方法的控制框图。注意，图 5 中所示的控制框图由根据控制设备 30 所执行的预定程序的控制计算处理来实现。

参考图 5，PWM 控制框 200 包括电流命令产生部分 210、坐标转换部分 220、250、转数计算部分 230、PI 计算部分 240 以及 PWM 信号产生部分 260。

电流命令产生部分 210 根据预先形成的表格等产生与 AC 电动机 M1 的转矩命令值  $T_{qcom}$  对应的 d 轴电流命令值  $I_{dcom}$  和 q 轴电流命令值  $I_{qcom}$ 。

坐标转换部分 220 通过使用由转角传感器 25 检测到的 AC 电动机 M1 的转角  $\theta$  进行的坐标转换（三相→两相）基于电流传感器 24 检测到的 V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$  来计算 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$ 。

PI 计算部分 240 从 d 轴电流的命令值接收偏差  $\Delta I_d$  ( $\Delta I_d = I_{dcom} - i_d$ ) 以及从 q 轴电流的命令值接收偏差  $\Delta I_q$  ( $\Delta I_q = I_{qcom} - i_q$ )。PI 计算部分 240 通过预定增益进行 PI 计算，以获得用于 d 轴电流偏差  $\Delta I_d$  和 q 轴电流偏差  $\Delta I_q$  中每个的控制偏差，并且产生对应于此控制偏差的 d 轴电压命令值  $V_{d\#}$  和 q 轴电压命令值  $V_{q\#}$ 。

坐标转换部分 250 通过使用 AC 电动机 M1 的转角  $\theta$  进行的坐标转换（两相→三相）将 d 轴电压命令值  $V_{d\#}$  和 q 轴电压命令值  $V_{q\#}$  转换成 U 相、V 相、W 相的每相电压命令值  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 。这里，系统电压  $V_H$  也反映在从 d 轴、q 轴电压命令值  $V_{d\#}$ 、 $V_{q\#}$  到每相电压命令值  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  的转换中。

PWM 信号产生部分 260 基于每相中的电压命令值  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  和预定载波之间的比较，产生图 1 中所示的切换控制信号 S3-S8。根据由 PWM 控制框 200 产生的切换控制信号 S3-S8 控制逆变器 14 的切换，使得用于根据转矩命令值  $T_{qcom}$  输出转矩的 AC 电压施加到 AC 电动机 M1。这里，如上所述，在过调制 PWM 控制方法时，在 PWM 信号产生部分 260 中 PWM 调制时使用的载波从正弦 PWM 控制方法中一般的方法切换。

在根据本发明实施例的电动机驱动系统控制系统中，还提供控制模式判定部分 300、 $V_H$  命令值产生部分 310 以及 PWM 信号产生部分 350。

当根据图 3 所示的流程图选择最大转矩控制（正弦 PWM 控制方法/过调制 PWM 控制方法）时，控制模式判定部分 300 根据下面所示的调制率计算选择正弦 PWM 控制方法和过调制 PWM 控制方法中的一个。

控制模式判定部分 300 使用 PI 计算部分 240 产生的 d 轴电压命令值  $V_{d\#}$  和 q 轴电压命令值  $V_{q\#}$  根据下式（1）、（2）计算线电压振幅  $V_{amp}$ 。

$$V_{amp} = |V_{d\#}| \cdot \cos\phi + |V_{q\#}| \cdot \sin\phi \quad \dots (1)$$

$$\tan\phi = V_{q\#}/V_{d\#} \quad \dots (2)$$

此外，根据下式（3），控制模式判定部分 300 计算调制率  $K_{md}$ ，调制率  $K_{md}$  是基于上述计算的线电压振幅  $V_{amp}$  和系统电压  $V_H$  之间的比率。

$$K_{md} = V_{amp}/V_H \quad \dots (3)$$

根据上述计算得到的调制率  $K_{md}$ ，控制模式判定部分 300 选择正弦 PWM 控制方法和过调制 PWM 控制方法中的一个。这里，如上所述，由控制模式判定部分 300 对控制方法的选择反映在 PWM 信号产生部分 260 中的载波的切换上。换句话说，在过调制 PWM 控制方法时，PWM 信号产生部分 260 中 PWM 调制所使用的载波从正弦 PWM 控制方法中的一般方法切换。

根据图 3 所示的流程图， $V_H$  命令值产生部分 310 根据 AC 电动机 M1 的转矩命令值  $T_{qcom}$  和转数  $N_{mt}$  产生系统电压  $V_H$  的控制命令值  $V_H\#$ （下文中也称为电压命令值  $V_H\#$ ）。

根据预定的 PWM 控制方法，PWM 信号产生部分 350 基于电压传感器 10 检测到的电池电压  $V_b$  和当前系统电压  $V_H$  产生切换控制信号  $S1$ 、 $S2$ ，使得转换器 12 的输出电压达到电压命令值  $V_H\#$ 。

通过使用这样的构造，进行电动机电流（ $i_d$ 、 $i_q$ ）的反馈控制，使得 AC 电动机 M1 的输出转矩与转矩命令值  $T_{qcom}$  一致。注意，在过调制控制方法时，在通过坐标转换部分 220 从检测到的电动机电流（ $i_v$ 、 $i_w$ ）到 d 轴电流  $i_d$ 、q 轴电流  $i_q$  的转换中，一起执行用于去除失真分量的滤波处理。

现在，参考图 6，将描述矩形波控制方法时的控制框图。

参考图 6，矩形波控制框 400 包括电力计算部分 410、转矩计算部分

420、PI 计算部分 430、矩形波产生器 440、以及信号产生部分 450。注意，图 6 中所示的控制框图也通过控制设备 30 执行预定程序的控制计算处理来实现。

根据下式 (4)，电力计算部分 410 从由电流传感器 24 检测到的 V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$  中获得的每相电流和每相 (U 相、V 相、W 相) 电压  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  计算供应到电动机的电力 (电动机电流)  $P_{mt}$ 。

$$P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \dots (4)$$

根据下式 (5)，转矩计算部分 420 使用电力计算部分 410 获得的电动机电力  $P_{mt}$  和从由转角传感器 25 检测到的 AC 电动机 M1 的转角  $\theta$  计算出的角速度  $\omega$  计算转矩估计值  $T_q$ 。

$$T_q = P_{mt} / \omega \quad \dots (5)$$

PI 计算部分 430 从转矩命令值  $T_{qcom}$  接收转矩偏差  $\Delta T_q$  ( $\Delta T_q = T_{qcom} - T_q$ )。PI 计算部分 430 针对转矩偏差  $\Delta T_q$  进行基于预定的增益的 PI 计算，以获得控制偏差，并根据获得的控制偏差设置矩形波电压的相位  $\phi_v$ 。具体而言，当产生正转矩 ( $T_{qcom} > 0$ ) 时，在转矩不足时提前电压相位，而在转矩过剩时延迟电压相位。另外，当产生负转矩 ( $T_{qcom} < 0$ ) 时，在转矩不足时延迟电压相位，而在转矩过剩时提前电压相位。

根据 PI 计算部分 430 设置的电压相位  $\phi_v$ ，矩形波产生器 440 产生每相电压命令值 (矩形波脉冲)  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 。根据每相电压命令值  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ ，信号产生部分 450 产生切换控制信号 S3-S8。根据切换控制信号 S3-S8，逆变器 14 进行切换操作，使得将根据电压相位  $\phi_v$  的矩形波脉冲作为电动机的每相电压施加。

这样，在矩形波控制方法时，通过转矩 (电力) 反馈控制可以进行电动机转矩控制。但是，在矩形波控制方法中，电动机施加电压的操作量仅为相位，因此，与其中可以将电动机施加电压的振幅和相位设置为操作量的 PWM 控制方法相比，控制响应恶化。另外，在电力计算部分 410 的电力计算 (式 (4)) 中，一起执行滤波处理，以从检测到的电动机电流 ( $i_v$ 、 $i_w$ ) 中去除失真分量。

图 7 是图示在矩形波控制方法下电动机转数突然变化时发生电动机电流扰动的操作波形图。

图 7 示出在电动机控制模式通过正弦 PWM 方法 (I) 和过调制 PWM 方法 (II) 进入矩形波控制方法 (III) 的状态中电动机转数突然发生变化情况下的操作。例如, 在装备 AC 电动机 M1 作为车辆驱动电动机的混合动力车辆 (电动车辆) 中, 当该车辆经过低  $\mu$  道路或高  $\mu$  道路时, 由于车辆滑移或抓地, 车辆发生这种电动机转数的突然变化。

在电动机转数突然增大 (滑移) 时, 虽然电动机电流本来应该被控制为逐渐增大, 但是电动机施加电压由于上述矩形波控制方法中的控制延迟的影响而不能变化很快, 并且难以允许电动机电流跟随期望的状态。相反, 在电动机转数突然减小 (滑移) 时, 虽然应当进行控制使得电动机电流逐渐减小, 但是由于电动机控制性的延迟, 电流振幅可能变得过剩。在此情况下, 增大来自 DC 电源 B (电池) 的电流输出, 使得在电动机驱动系统中可能发生电流/过电压。

图 8 示出图 7 中的 VIII 区域 (电动机转数突然减小部分) 的放大图, 以详述图 7 中所示的车辆抓地时电动机电流的行为。

参考图 8, 基本上, 逆变器输出电压 (即, 电动机施加电压) 在恒定系统电压 (逆变器输出电压) 下受到矩形波控制, 使得电动机电流的振幅由于控制性较低而不能跟随电动机转数的突然变化, 并且在增大方向上扰动。

为了避免图 8 中所示的现象, 在根据第一实施例的用于电动机驱动系统的控制设备中, 通过图 6 中所示的 VH 命令值修正部分 320 进行的下述系统电压控制。

图 9 是图示根据第一实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行系统电压控制的流程图。

参考图 9, VH 命令值修正部分 320 在步骤 S100 取样该时间点的电动机转数  $N_{mt}(i)$ 。然后, 在步骤 S110 中, 基于在步骤 S100 中此次取样的电动机转数  $N_{mt}(i)$  和  $n$  ( $n$ : 预定自然数) 次取样前的电动机转数  $N_{mt}(i-n)$  之间的差值是否大于预定判定值  $\Delta N_j$  的判定, VH 命令值修正部分 320 检测电机转数的突然变化。换句话说, 在步骤 S110 中, 判定是否下式 (6) 是否成立。

$$|N_{mt}(i) - N_{mt}(i - n)| > \Delta N_j \quad \dots (6)$$

如果在 S110 中判定为否, 即, 如果没有检测到电动机转数的突然变

化,则在步骤 S130 中,不修正 VH 命令值产生部分 310 所产生的电压命令值 VH#,并且将电压命令值 VH#直接用作转换器 12 的电压命令值 VH#。

另一方面,如果在步骤 S110 中判定为是,即,如果检测到电动机转数的突然变化,则在步骤 S120 中,VH 命令值修正部分 320 按照下式 (7) 根据转数的变化修正 VH 电压命令值 VH#。

$$VH\#(i) = VH\#(i-n) \cdot \frac{Nmt(i)}{Nmt(i-n)} \cdot k \quad \dots(7)$$

这样,VH 命令值修正部分 320 按照电动机转数比修正系统电压 VH 的命令值。这里,式 (7) 中的 k 为调整系数 ( $k>0$ )。另外,在步骤 S140 中,VH 命令值修正部分 320 存储通过步骤 S120 或步骤 S130 判定的电压命令值 VH#,以为 n 次取样后的系统电压控制做准备。

这里,将描述电动机转数的变化和电动机电压之间的关系。

众所周知,同步电动机中 d 轴和 q 轴的电压方程式由下式 (8)、(9) 表示。

$$Vd = Ra \cdot id - \omega \cdot Lq \cdot iq \quad \dots (8)$$

$$Vq = \omega \cdot Ld \cdot id + Ra \cdot iq + \omega \cdot \phi \quad \dots (9)$$

这里,在式 (8)、(9) 中,Ra 表示电枢绕组电阻,  $\omega$  表示电角速度,  $\phi$  表示电枢磁束链 (armature flux linkage) 数。依赖于绕组电阻的电压分量在很低速度的区域起作用,并且其他分量随着转数增大而变成支配性。因此,考虑到矩形波控制方法用于高速范围 (图 2),可以忽略式 (8)、(9) 中的绕组电阻分量。因此,上述式 (2)、(3) 在矩形波控制方法时由下式 (10)、(11) 表示。注意,在中速范围中使用的过调制 PWM 控制方法时式 (10)、(11) 也成立。

$$Vd = -\omega \cdot Lq \cdot iq \quad \dots (10)$$

$$Vq = \omega \cdot Ld \cdot id + \omega \phi = \omega (Ld \cdot id + \phi) \quad \dots (11)$$

此外,电角速度  $\omega$  和电动机转数 Nmt 的关系如下式 (12) 所示。

$$\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi \cdot (Nmt/60) \cdot p \quad \dots (12)$$

这里,在式 (12) 中,f 表示电频率 (与图 8 中所示的输入输出电压的一个相位对应的周期的倒数), p 表示 AC 电动机 M1 的电极对数。

将式 (12) 代入式 (10)、(11) 中,得到下式 (13)、(14)。

$$V_d = -2\pi \cdot (N_{mt}/60) \cdot p \cdot L_q \cdot i_q \quad \dots (13)$$

$$V_q = 2\pi \cdot (N_{mt}/60) \cdot p \cdot (L_d \cdot i_d + \phi) \quad \dots (14)$$

从式 (13)、(14) 可以理解到, d 轴电压  $V_d$  和 q 轴电压  $V_q$  与电动机转数  $N_{mt}$  成比例。因此, 如下式 (15) 所示, 电动机端子电压  $V_r$  (线电压) 也与电动机转数  $N_{mt}$  成比例。

$$V_r = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} = 2\pi \cdot (N_{mt}/60) \cdot p \cdot \sqrt{L_q^2 i_q^2 + (L_d \cdot i_d + \phi)^2} \quad \dots (15)$$

因此, 在电动机转数突然变化时, 如上述步骤 S120 所述, 转换器 12 的电压命令值  $V_{H\#}$  由  $V_H$  命令值修正部分 320 修正, 使得逆变器输入电压 (即, 系统电压  $V_H$ ) 根据转数比而变化。因此, 电动机施加电压可以前馈控制方式根据转数比减小或增大, 而不用等待基于控制响应低的电动机电流的转矩 (电力) 反馈控制。

图 10 和图 11 示出根据第一实施例用于电动机驱动系统的控制设备在电动机转数突然变化时的控制操作。

图 10 示出在与图 7 相同的条件下电动机转数突然变化时, 通过进行图 9 所示的  $V_H$  命令值 ( $V_{H\#}$ ) 修正控制来防止电动机电流增大的示例性操作。

图 11 是图 10 中的 XI 区域 (电动机转数突然减小的部分) 中的转换器输出电压、逆变器输出电压 (电动机施加电压) 和电动机电流的变化的放大图。

参考图 11, 根据图 9 中所示的流程图, 通过根据电动机转数  $N_{mt}$  减小转换器输出电压 (系统电压)  $V_H$ , 可以减小逆变器输出电压 (即, 电动机施加电压)。

注意, 如图 12 中所示, 在 AC 电动机 M1 的中速范围中应用过调制控制时, 还可以使用  $V_H$  命令值修正部分 320 进行转换器输出电压的控制。换句话说, 将  $V_H$  命令值修正部分 320 (图 6) 添加到图 5 中所示的控制构造得到这样的构造, 其中即使在应用过调制控制方法时, 也执行与图 9 类似的  $V_H$  命令值修正例程, 使得响应于电动机转数的突然变化而设置逆变器 14 的输入电压 (系统电压  $V_H$ )。

通过使用这样的控制构造, 即使当电动机转数突然变化时, 可以防止过调制控制时由于电动机电流控制性降低而发生过剩电动机电流, 并

且可以将电动机电流保持在适当的电平。

这样，可保护诸如滤波电容器或逆变器的设备，另外，可以降低与形成逆变器的开关元件的额定性能（耐电压、电流容量等）的设计有关的安全程度。

此外，对于式（7）中的调制系数  $k$ ，在电动机转数减小时（即，当  $N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n) < 0$  时）和电动机转数增大时（即，当  $N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n) > 0$ ）时设置不同值。具体而言，当在电动机特性方面电动机电流在过度增大方向上扰动时电动机转数减小的时候，可以增大调整系数  $k$ （在 1.0 附近），以增大对应于电动机转数变化的电动机施加电压的修正程度，而当控制响应在电动机电流过度减小方向上降低时电动机转数增大的时候，可以减小调整系数  $k$ （例如，在零附近）。

这里，将描述第一实施例中所述的电动机驱动系统的控制构造和本发明的构造的对应关系。在控制设备 30 中，根据图 3 中所示的流程图的控制方法选择功能部分对应于本发明的“控制方法选择装置（部分）”，而正弦 PWM 控制时的图 5 中的 PWM 控制框 200 对应于本发明的“第一电动机控制装置（部分）”。此外，过调制 PWM 控制时的图 5 中的 PWM 控制框 200 和图 6 中的矩形波控制框 400 对应于本发明的“第二电动机控制装置”。

另外，图 9 中步骤 S110 对应于本发明的“转数变化检测装置（部分）”，图 9 中步骤 S120 和图 6 中 VH 命令值修正部分 320 对应于本发明的“电动机电压修正装置（部分）”。

#### （第二实施例）

在第二实施例中，将描述用于在矩形波控制方法时解决同样技术问题的控制构造的变化。注意，根据第二实施例的控制构造对应于当电动机电流在过度增大方向扰动时电动机转数减小的时候。

图 13 是根据第二实施例的用于电动机驱动系统的控制设备的矩形波控制的控制框图。

在图 13 中，与图 6 相比较，在根据第二实施例的矩形波控制构造中，将矩形波占空比控制部分 30 附加地设置到图 6 中所示的控制构造。其他部分的构造类似于图 6，因此，将不再重复其详细描述。

如下所述，矩形波占空比控制部分 330 根据电动机转数  $N_{mt}$  控制矩



形波控制方法时的电动机施加电压。

如图 14 所示，在通常矩形波控制中，U 相、V 相和 W 相电动机施加电压具有电气角彼此偏移 120°的矩形波。然后，在每相之间保持 120°相位差的情况下，整个电压相位随电压相位  $\phi_v$  而变化（图 6、图 13）。

图 15 是图示矩形波占空比控制部分 330 的操作的流程图。

参考图 15，在步骤 S200 中，矩形波占空比控制部分 330 取样该时间点的电动机转数  $N_{mt}(i)$ 。另外，在步骤 S210 中，基于在步骤 S100 中此次取样的电动机转数  $N_{mt}(i)$  与  $n$  ( $n$ : 预定自然数) 次取样前的电动机转数  $N_{mt}(i-n)$  相比较是否超过预定判定值  $\Delta N_j$  的判定，矩形波占空比控制部分 330 检测电动机转数的快速减小。换句话说，在步骤 S210 中，判定下式 (16) 是否成立。

$$N_{mt}(i) - N_{mt}(i - n) < \Delta N_j \quad \dots (16)$$

如果在步骤 S210 中判定为否时，即，如果没有检测到电动机转数的突然变化，则在步骤 S230 中，设置矩形波占空比  $DT(i) = 1.0$ ，并根据通常矩形波控制方法，将图 13 中所示的矩形波电压施加到 AC 电动机 M1。

另一方面，如果在步骤 S210 中判定为是，即，如果检测到电动机转数的突然减小，则在步骤 S220，根据下式 (17)，矩形波占空比控制部分 330 根据转数的变化将矩形波占空比  $DT(i)$  设置为小于 1.0。

$$DT(i) = DT(i - n) \cdot \frac{N_{mt}(i)}{N_{mt}(i - n)} \cdot k \quad \dots (17)$$

适当设置式 (17) 中的调整系数  $k$  ( $k > 0$ )。此外，在步骤 S240 中，存储通过步骤 S220 或 S230 判定的与电动机转数相对应的矩形波占空比  $DT(i)$ ，以为  $n$  次取样后的控制做准备。

图 16 和图 17 示出在由根据第二实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行的矩形波控制下电动机转数突然变化时的控制操作。

图 16 示出其中在同图 7 相同状态下电动机转数突然变化时通过上述矩形波强制 PWM 控制防止电动机电流增大的示例性操作。图 17 是示出在图 16 的 VII 区域（电动机转数突然减小部分）中转换器输出电压、逆变器输出电压（电动机施加电压）和电动机电流的变化的放大图。

如图 17 中所示，在电动机转数突然减小时，进行这样的 PWM 控

制，其中在本来为矩形波的每相电压中强制提供根据电动机转数变化的占空比  $DT(i)$ 。因此，当电动机转数突然减小时，在矩形波控制时的电动机施加电压的均值可以根据电动机转数比减小。因此，类似于第一实施例，可以防止电动机电流的过度发散。

注意，在第二实施例所述的构造中，图 15 中的步骤 S220 和图 13 中的矩形波占空比控制部分 330 对应于本发明的“电动机电压修正装置（部分）”。

### （第三实施例）

在第三实施例中，将描述用于过调制 PWM 控制方法时解决同样技术问题的控制构造的变化。

图 18 是由根据第三实施例的用于电动机驱动系统的控制设备进行的 PWM 控制的控制框图。

在图 18，与图 5 相比，在根据第三实施例的控制构造中，在 PWM 控制框 200 中附加提供过调制控制模式时使用的电压命令修正部分 245。其他部分的构造类似于图 5，因此不再重复其详细描述。

图 19 是图示电压命令修正部分 245 的操作的流程图。

参考图 19，在步骤 S300 中，基于控制模式判定部分 300 的输出，电压命令修正部分 245 判定是否正在进行过调制控制。如果没有正在进行过调制控制（当步骤 S300 中判定为否时），则不执行由电压命令修正部分 245 进行的电压命令修正。

当正在进行过调制控制时，即，当在步骤 S300 中判定为是，则在步骤 S310 中，电压命令修正部分 245 取样该时间点的电动机转数  $N_{mt}(i)$ 。此外，在步骤 S320 中，基于在步骤 S310 中此次取样的电动机转数  $N_{mt}(i)$  和  $n$  ( $n$ : 预定自然数) 次取样前的电动机转数  $N_{mt}(i-n)$  之间的差值是否大于预定判定值  $\Delta N_j$  的判定，电压命令修正部分 245 检测电机转数的突然变化。换句话说，对与步骤 S110 类似的式 (6) 进行判定。

如果在步骤 S320 中判定为否，即，如果没有检测到电动机转数的突然变化，则在步骤 S340 中，将 PI 计算部分 240 产生的电压命令值  $V_{d\#}$  (d 轴) 和  $V_{q\#}$  (q 轴) 不用对其进行校正就作为电动机施加电压命令值输出到坐标转换部分 250。

另一方面，如果在步骤 S320 判定为是，即，如果检测到电动机转数的突然变化，则在步骤 S330 中，按照下式 (18)、(19)，电压命令修正部分 245 根据转数的变化修正电压命令值  $V_{d\#}$  (d 轴) 和  $V_{q\#}$  (q 轴)，然后将修正值作为电动机施加电压命令值输出到坐标转换部分 250。

$$V_{d\#(i)} = V_{d\#(i-n)} \cdot \frac{N_{mt(i)}}{N_{mt(i-n)}} \cdot k \quad \dots (18)$$

$$V_{q\#(i)} = V_{q\#(i-n)} \cdot \frac{N_{mt(i)}}{N_{mt(i-n)}} \cdot k \quad \dots (19)$$

利用式 (18)、(19)，根据电动机转数变化比修正 d 轴和 q 轴电压命令值，使得电动机施加电压可以随转数变化而变化。

注意，也可以类似于式 (7) 中的调整系数设置式 (18)、(19) 中的调整系数  $k$  ( $k > 0$ )。换句话说，当电动机电流在过度增大方向上扰动时电动机转数减小的时候，可以增大调整系数  $k$  (在 1.0 附近)，以增大对应于电动机转数变化的电动机施加电压的修正程度，而当控制响应在电动机电流过度减小方向上降低时电动机转数增大的时候，可以减小调整系数  $k$  (例如，在零附近)。

另外，在步骤 S350 中，存储通过步骤 S330 或 S340 判定与电动机转数  $N_{mt}(i)$  相对应的 d 轴和 q 轴电压命令值  $V_{d\#}(i)$ 、 $V_{q\#}(i)$ ，以为  $n$  次取样后的控制做准备。

通过使用这样的构造，响应于过调制控制下的电动机转数的突然变化，电动机施加电压可以随电动机转数比而变化。因此，类似于第一实施例，可以防止电动机电流的过度发散。

注意，在第三实施例中所述的构造中，图 19 中的步骤 S330 和图 18 中的电压命令修正部分 245 对应于本发明的“电动机电压修正装置(部分)”。

在第一到第三实施例中，同优选示例构造一样，电动机驱动系统的 DC 电压产生部分 10#包括升降压转换器 12，使得可变地控制到逆变器 14 的输入电压(系统电压  $V_H$ )。但是，在第二和第三实施例中，逆变器输入电压不必可变，并且本发明还可以应用到其中到逆变器 14 的输入电压不变的构造(例如，省略升降压转换器 12 的布置)。另外，还在第

一实施例中，DC 电压产生部分 10#并不局限于本实施例中所述的构造，只要其可变地控制到逆变器 14 的输入电压。此外，对于作为电动机驱动系统的负荷的 AC 电动机，在本实施例中已经描述永磁电动机，不过本发明可以应用到其中将任意的 AC 电动机设置为负荷的构造中。

另外，在检测电动机转数的突然变化的步骤 S110（图 9）和 S320（图 19）中，通过根据式（6）比较电动机转数的差值的绝对值和判定值，在电动机转数增大时和减小时都使用共同判定值。但是，在本发明的应用中，在这些步骤中可以在电动机转数的增大时和减小时提供各自不同判定值。在此情况下，优选地，当电动机电流在过度增大方向中扰动时电动机转数增大的时候，将判定值设置到相对较小的值。

这里描述的实施例在各个方面应当理解为说明性的，而不是限制性的。本发明的范围并非由上述说明书而是由权利要求示出，并且意在包括与权利要求等同意义和范围内的所有修改方案。

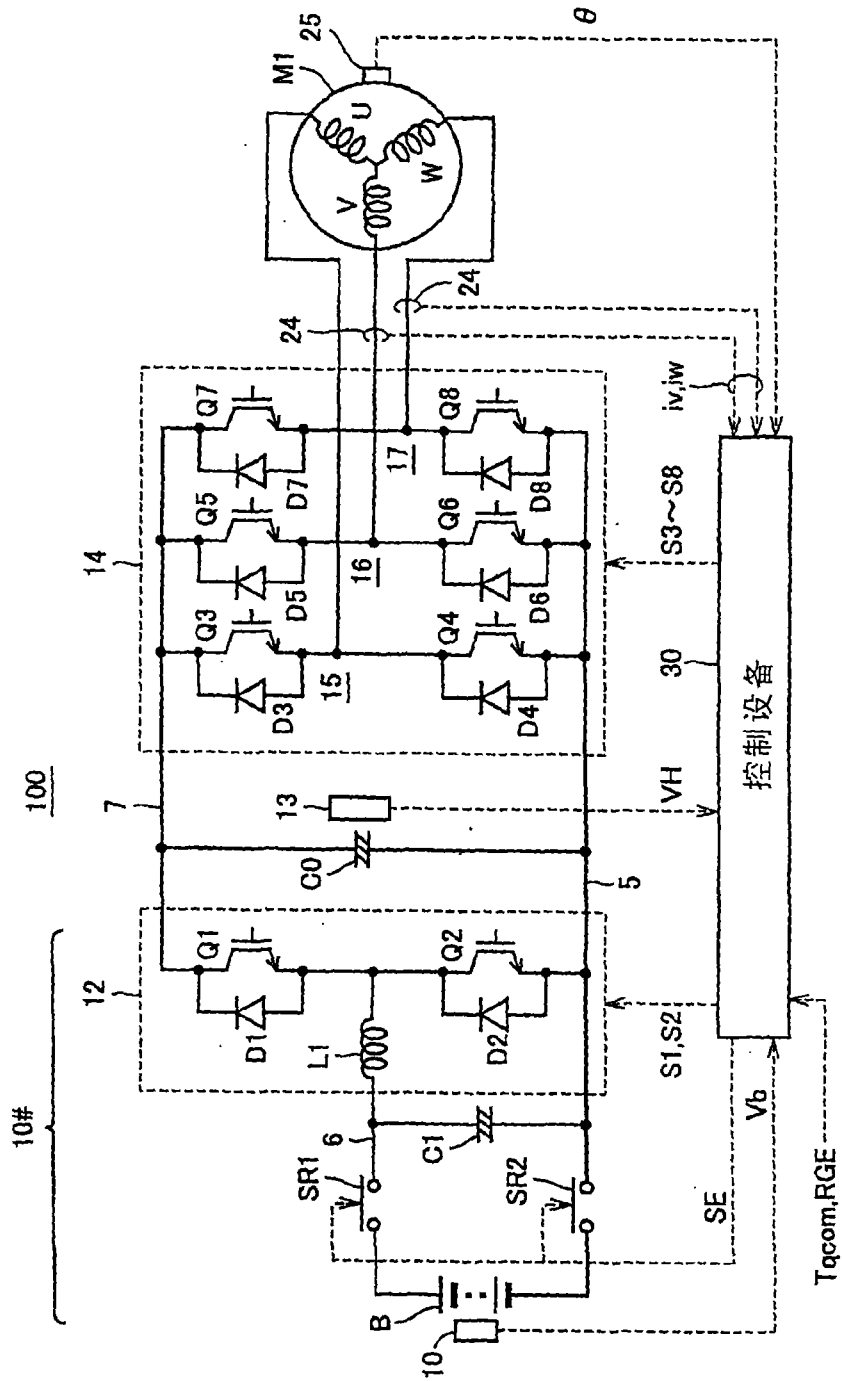


图1



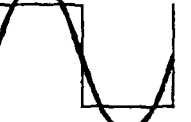
	最大转矩控制		弱磁控制
控制方法	I. 正弦PWM	II. 过调制PWM	III. 矩形波 (1个脉冲)
逆变器的 输出电压波形	基波分量 	基波分量 	基波分量 
调制率	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特征	转矩变化小	中速范围 的输出提高	高速范围 的输出提高

图2

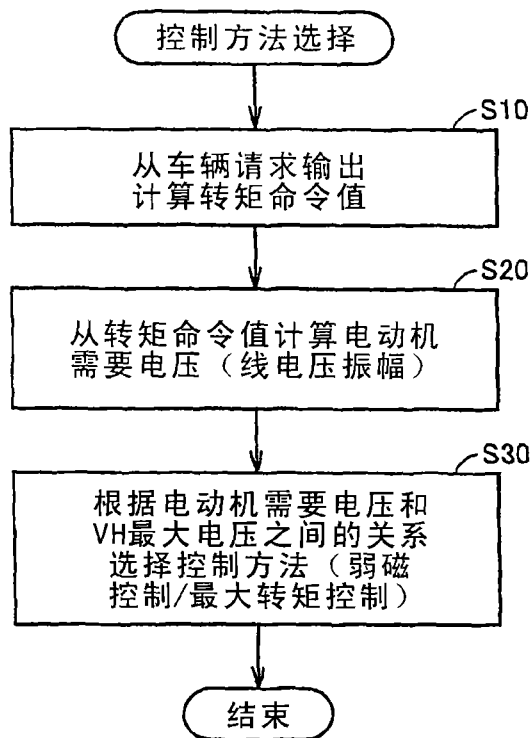


图3

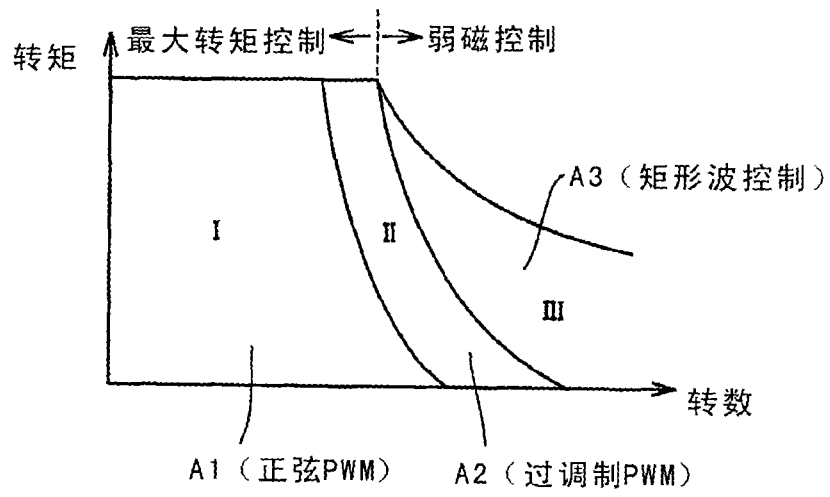


图4

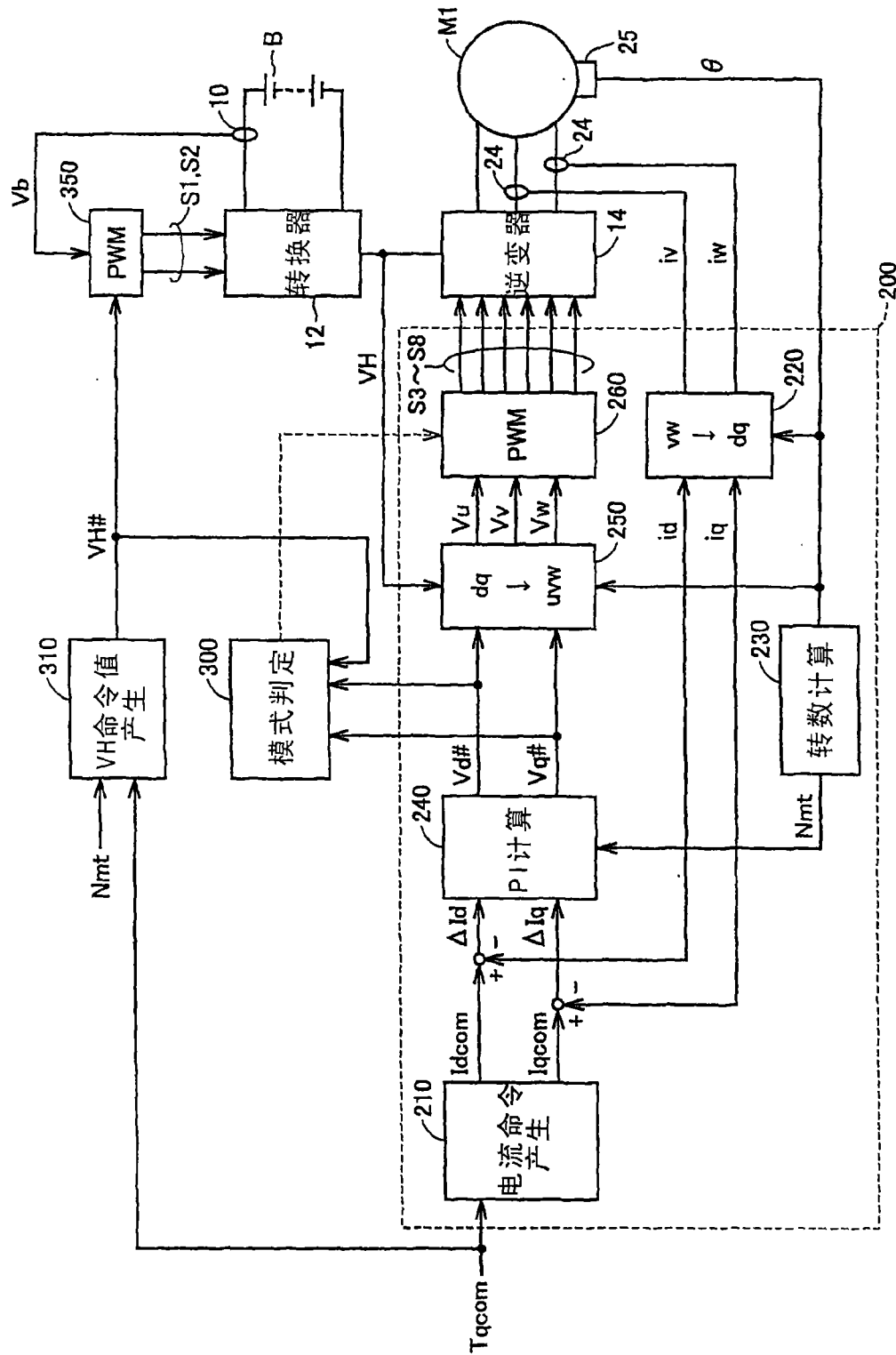


图5



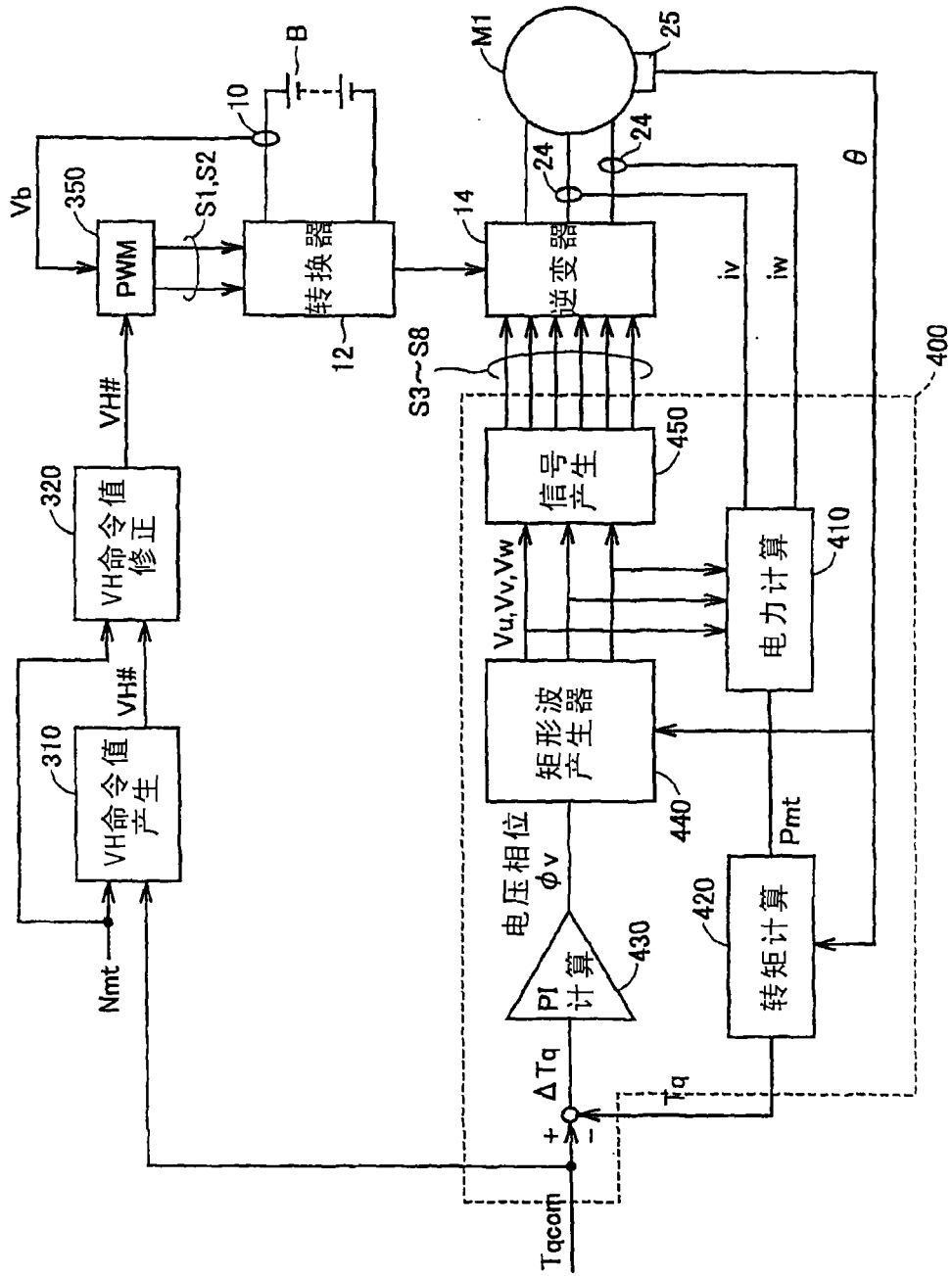


图6

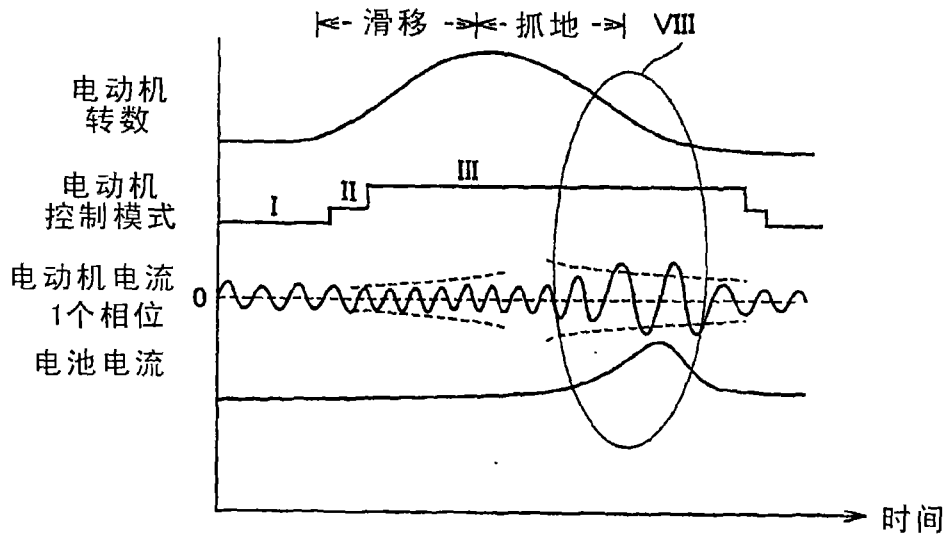


图7

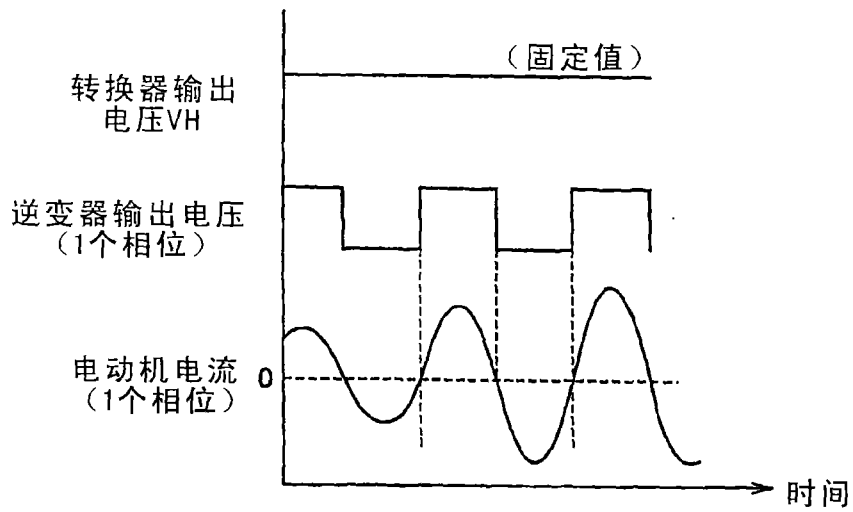


图8

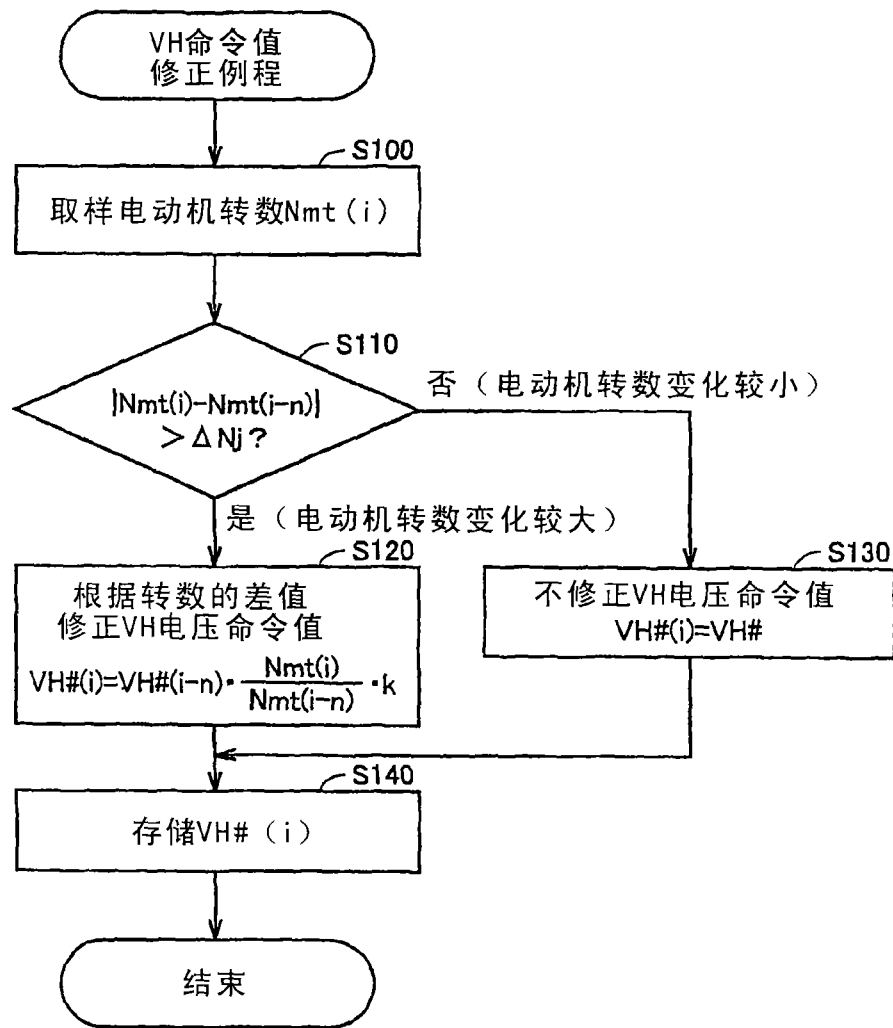


图9

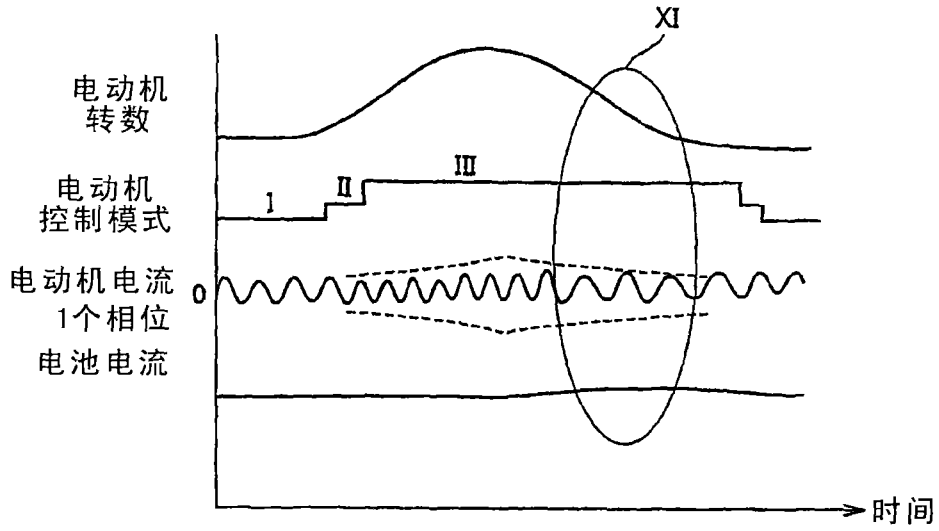


图10

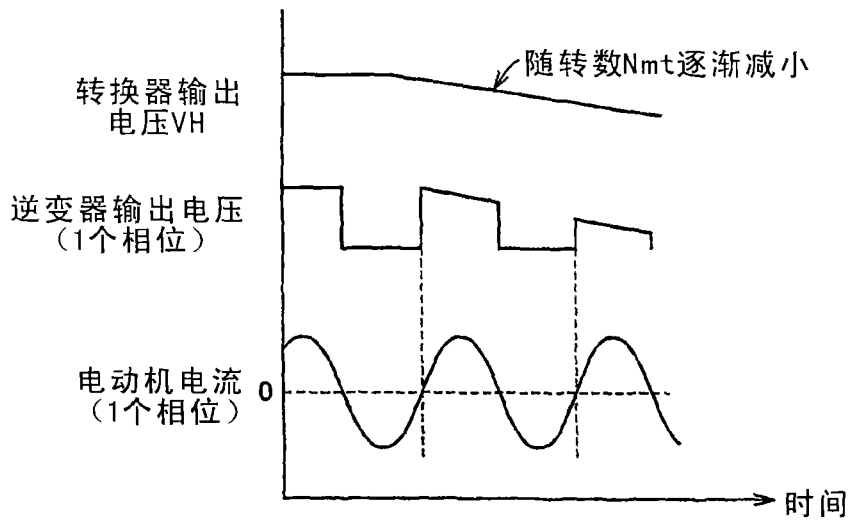


图11

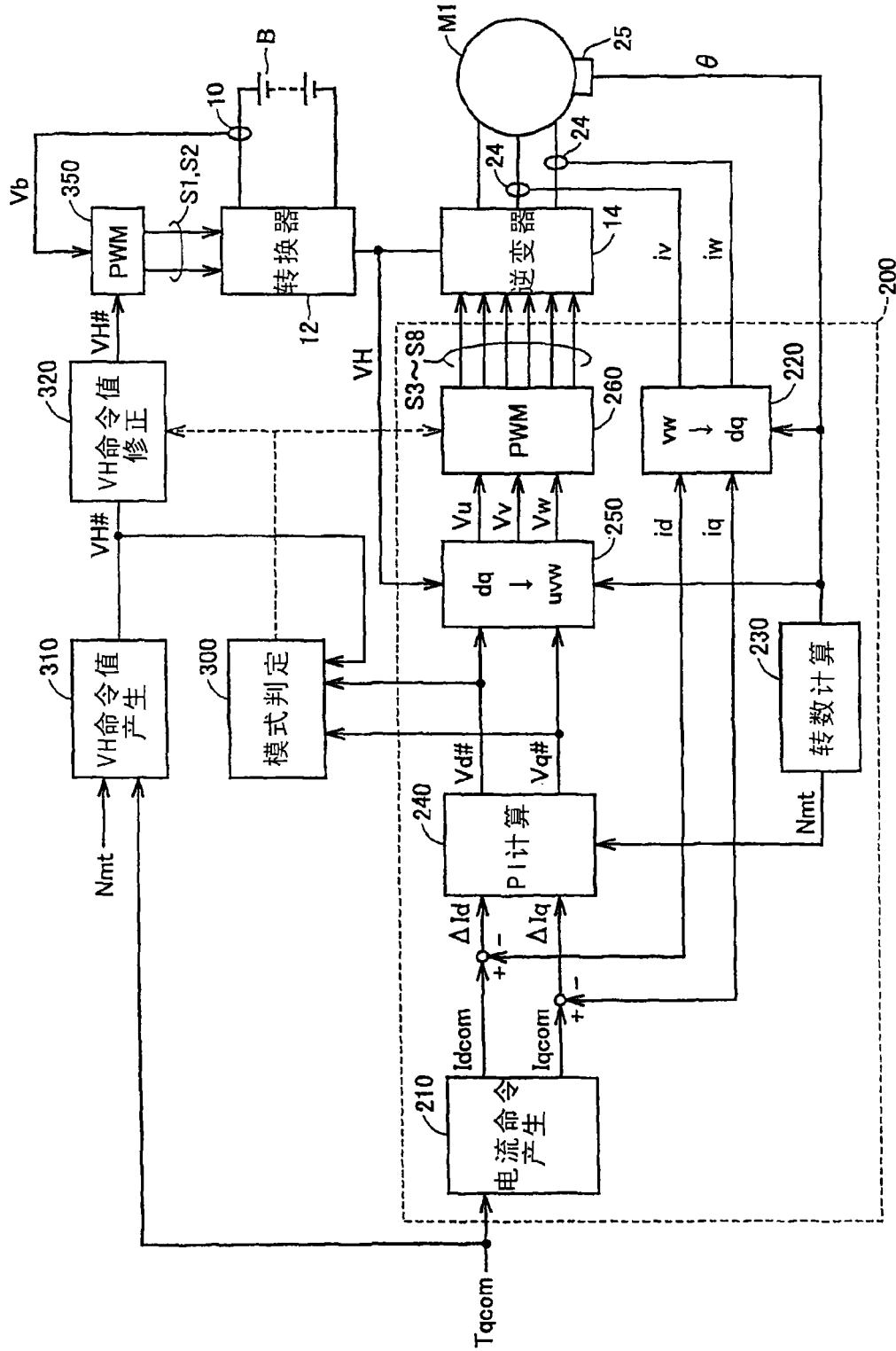


图12

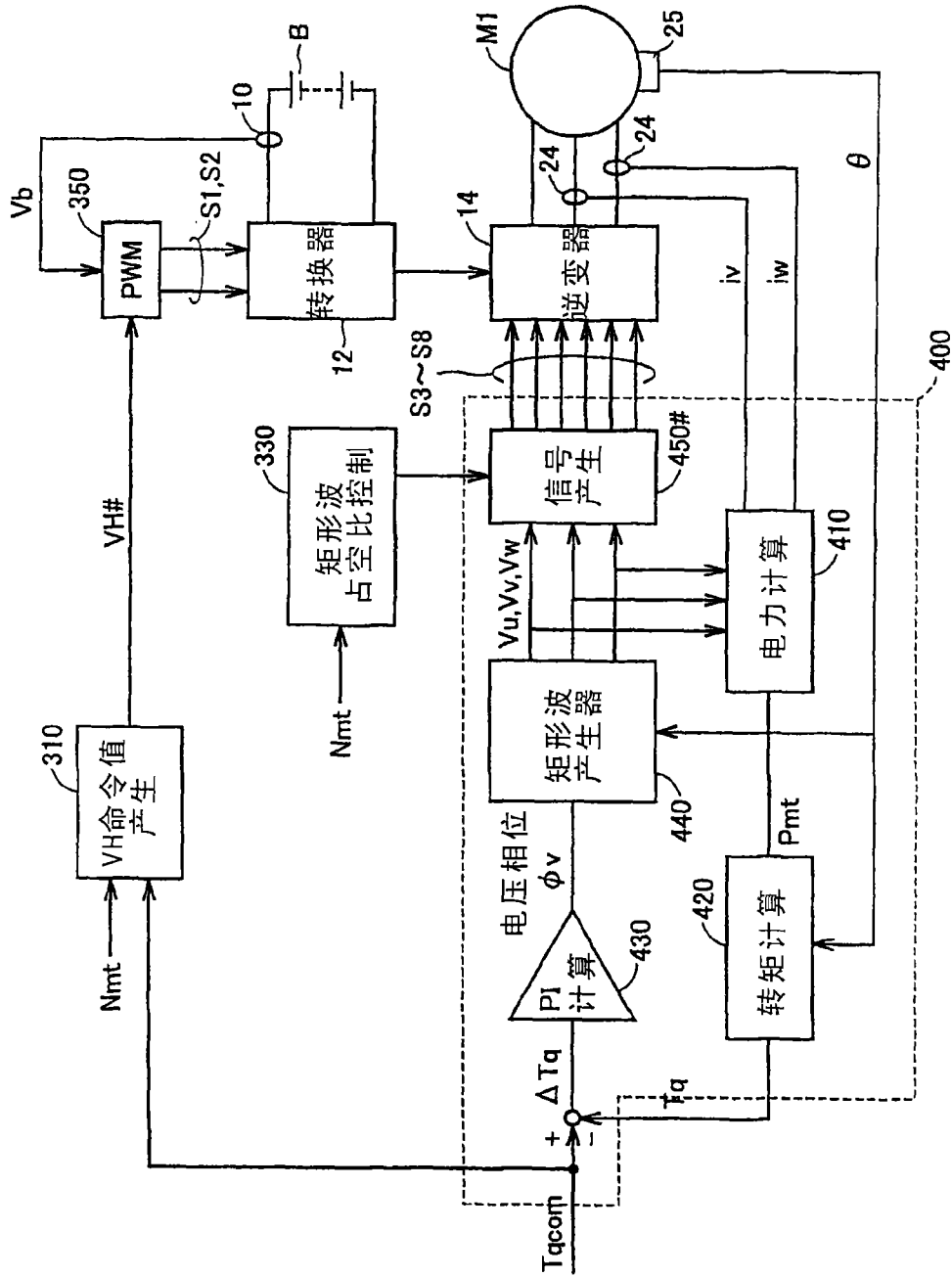


图13

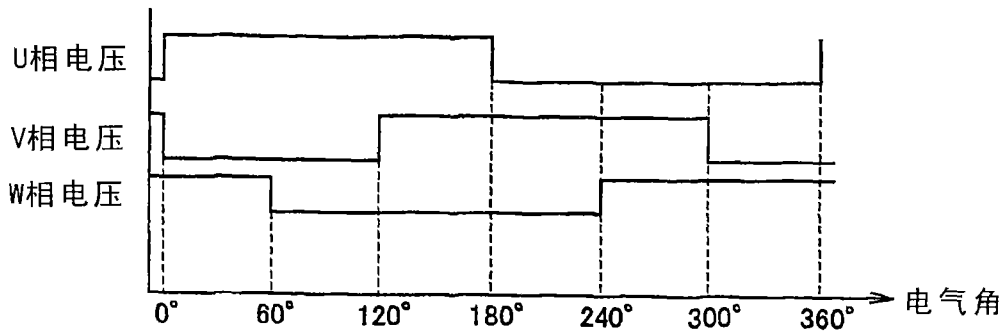


图14

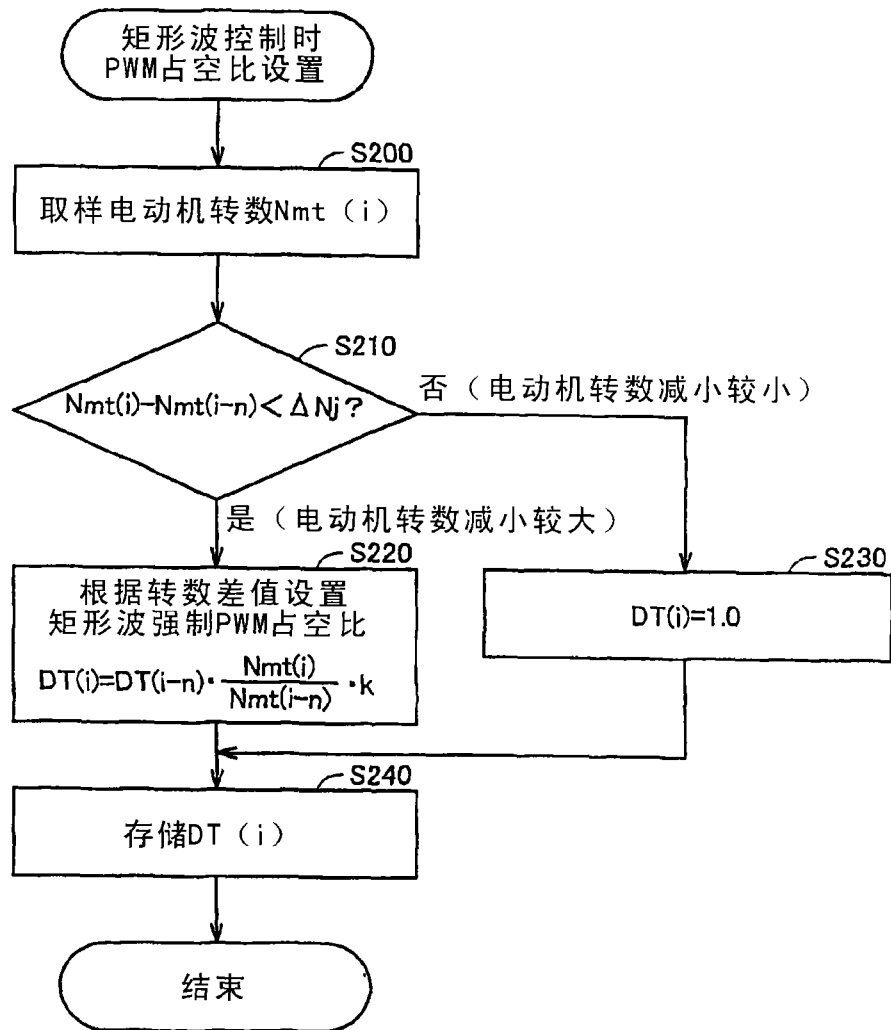


图15

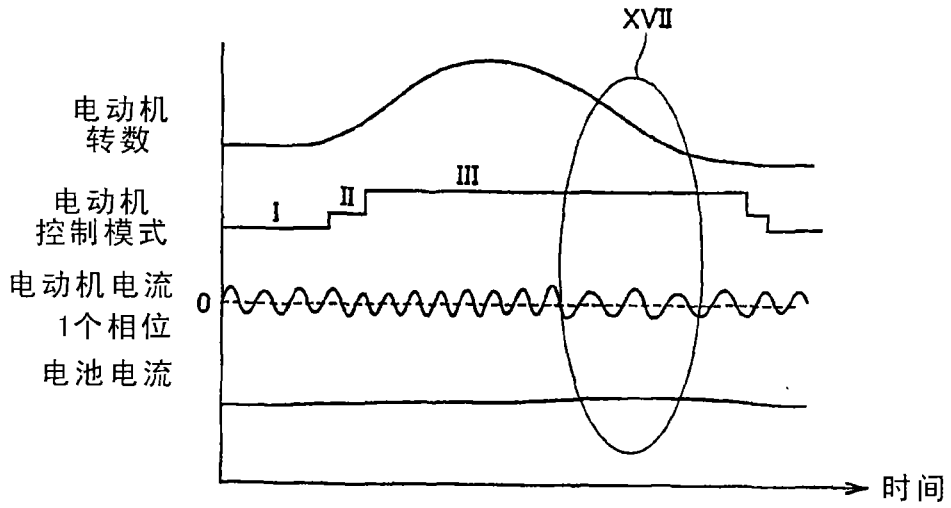


图16

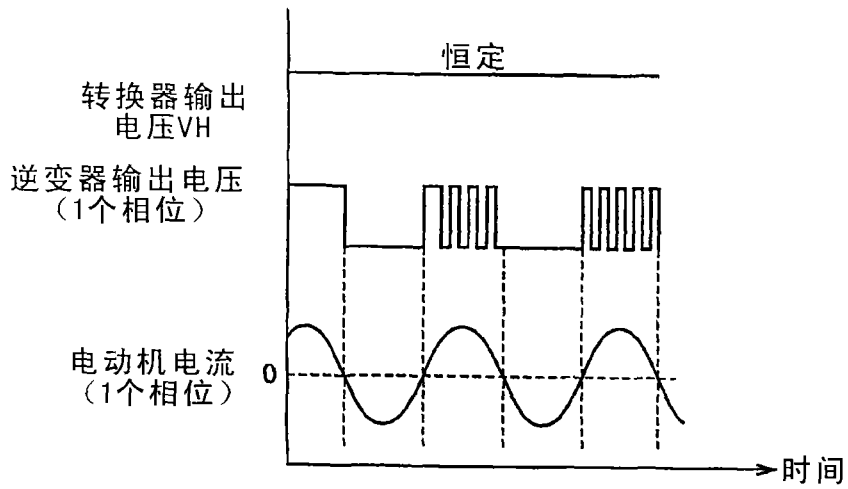


图17



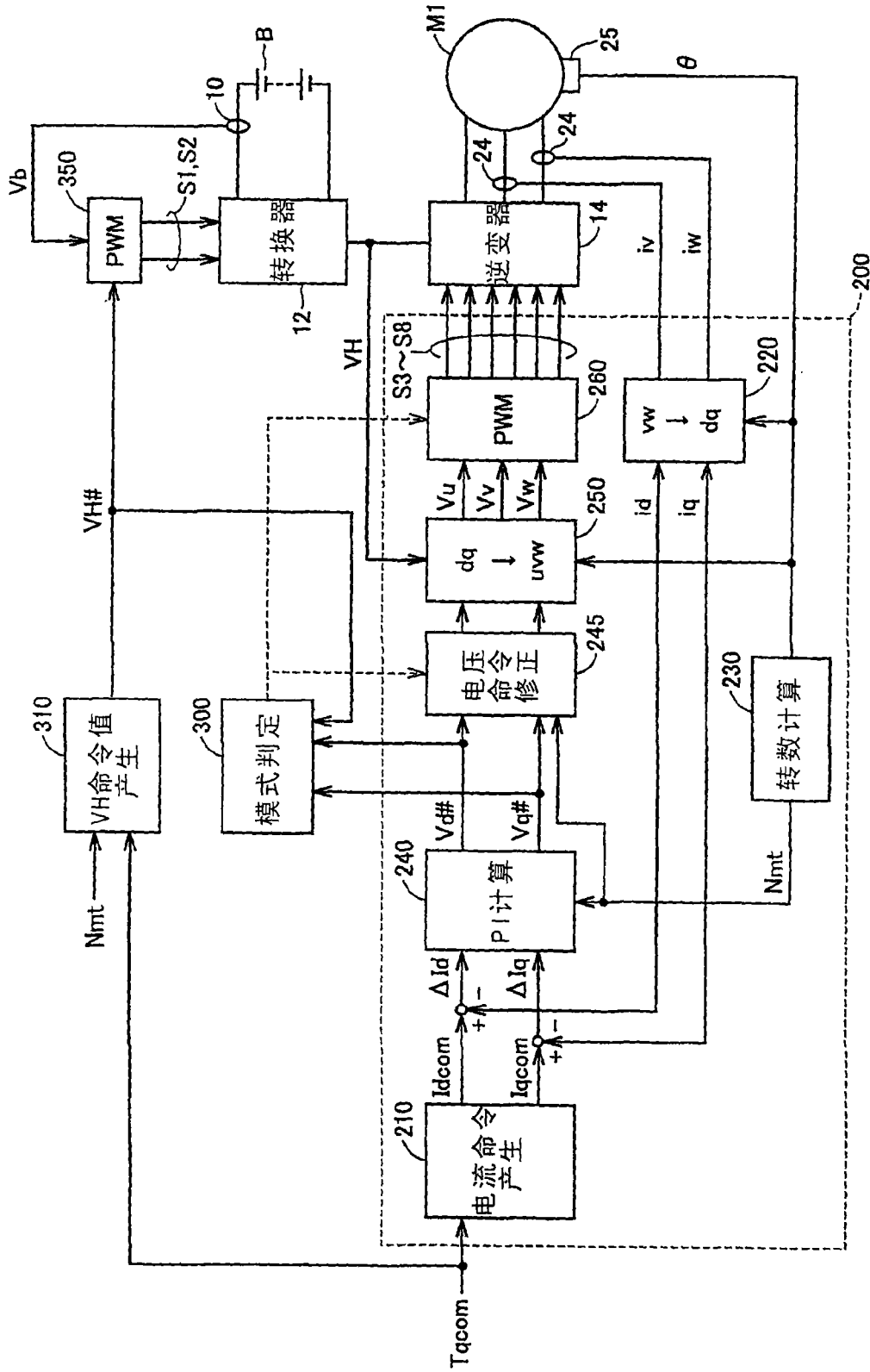


图18

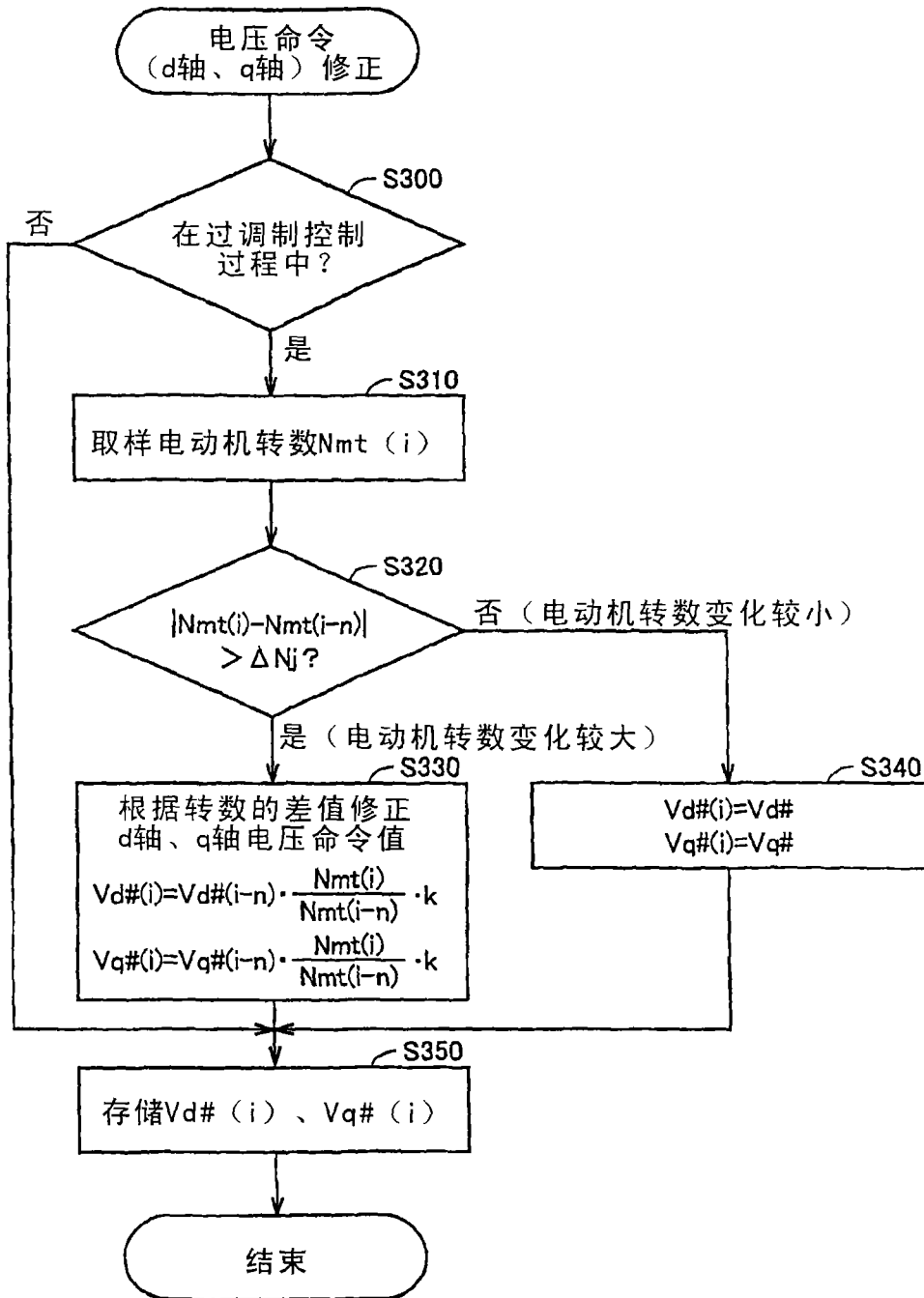


图19