(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 103563243 B
(45)授权公告日 2016.12.14

(21)申请号 201280026489.9

(22)申请日 2012.12.06

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 103563243 A

(43)申请公布日 2014.02.05

(30)优先权数据
2012-003718 2012.01.12 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2013.11.29

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2012/007815 2012.12.06

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2013/105173 JA 2013.07.18

(73)专利权人 松下电器产业株式会社
地址 日本大阪府

(72)发明人 河地光夫

(74)专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322
代理人 龙淳

(51)Int.Cl.
H02P 27/06(2006.01)
H02P 6/06(2006.01)

(56)对比文件
CN 101286708 A,2008.10.15,
CN 102195558 A,2011.09.21,
JP 2009177934 A,2009.08.06,
JP 2009183051 A,2009.08.13,
JP 2011010430 A,2011.01.13,
JP 2001119978 A,2001.04.27,
US 2009058337 A1,2009.03.05,

审查员 张峥

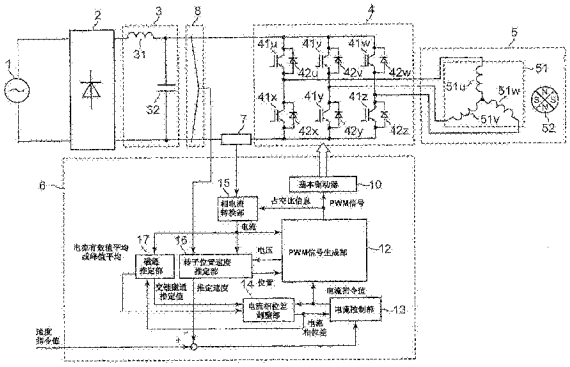
权利要求书2页 说明书17页 附图16页

(54)发明名称

逆变器控制装置

(57)摘要

由小容量的电容器(32)构成的逆变器控制装置中的驱动控制部(6),包括:基于磁阻转矩的比例高的电动机(5)的电枢电流,推定电动机(5)的交链磁通的磁通推定部(17);和对电流相对于电动机(5)产生的感应电压的相位差进行调整的电流相位差调整部(14),构成为利用电流相位差调整部进行相位调整,使得由磁通推定部(17)推定出的交链磁通推定值在规定的设定值以下,并且给予电动机(5)的电流指令值的平均值、电枢电流的有效值的平均值、电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值为最小值。



CN 103563243 B

1.一种逆变器控制装置,其特征在于:

其驱动电动机,该电动机一并利用伴随励磁磁通和电枢电流产生的磁转矩、以及伴随电枢线圈的电感变化和电枢电流产生的磁阻转矩,并且提高了该磁阻转矩的比例,

所述逆变器控制装置包括:

将交流电源作为输入的整流部;

平滑部,其设定电容器的值,使得所述整流部的输出电压以交流电源频率的大致2倍的频率脉动;

为了驱动所述电动机将来自所述平滑部的平滑电压转换为期望的交流电压的直流交流转换部;

将用于进行与所述平滑电压对应的电动机驱动的信息传递至所述直流交流转换部的驱动控制部;和

检测所述电动机的电枢电流的电流检测部,

所述驱动控制部包括:基于由所述电流检测部检测出的电枢电流,推定所述电动机的交链磁通的磁通推定部;和对电枢电流相对于所述电动机所产生的感应电压的相位差进行调整的电流相位差调整部,

在所述电流相位差调整部中进行相位调整,以使得由所述磁通推定部推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下,并且给予所述电动机的转矩指令值或电流指令值的平均值、由所述电流检测部检测出的电枢电流的有效值的平均值、和由所述电流检测部检测出的电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值为最小值。

2.如权利要求1所述的逆变器控制装置,其特征在于:

所述驱动控制部还包括对从所述电动机至所述电容器流动再生电流的期间进行计测的再生期间计测部,

在所述电流相位差调整部中进行相位调整,以使得由所述磁通推定部推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下,并且由所述再生期间计测部计测出的再生期间计测值在预先设定的再生期间设定值以下,并且给予所述电动机的转矩指令值或电流指令值的平均值、由所述电流检测部检测出的电枢电流的有效值的平均值、和由所述电流检测部检测出的电枢电流的峰值的平均值中的至少任一个值为最小值。

3.如权利要求1或2所述的逆变器控制装置,其特征在于:

所述磁通推定部,基于预先设定的所述电动机的规格值、和由所述电流检测部检测出的电枢电流,计算推定正交二轴坐标系的交链磁通。

4.如权利要求2所述的逆变器控制装置,其特征在于,还包括:

检测所述交流电源的电压的交流电压检测部;计算由所述交流电压检测部检测出的交流电压检测值的绝对值的绝对值转换部;和检测所述平滑电压的平滑电压检测部,

所述再生期间计测部,基于由所述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值与由所述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值的大小关系,计测从所述电动机至所述电容器流动再生电流的期间。

5.如权利要求2所述的逆变器控制装置,其特征在于:

所述电流检测部,直接检测所述直流交流转换部的直流侧的母线电流,根据该母线电流的检测值间接地检测在所述电动机中流动的电枢电流,

所述再生期间计测部，基于所述母线电流的检测值，计测从所述电动机至所述电容器流动再生电流的期间。

6.如权利要求1所述的逆变器控制装置，其特征在于：

还包括检测所述平滑电压的平滑电压检测部，仅在由所述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值低于任意的设定值的情况下，由所述电流相位差调整部进行相位调整。

7.如权利要求1所述的逆变器控制装置，其特征在于，还包括：

检测所述交流电源的电压的交流电压检测部；和计算由所述交流电压检测部检测出的交流电压检测值的绝对值的绝对值转换部，

仅在由所述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值低于任意的设定值的情况下，由所述电流相位差调整部进行相位调整。

8.如权利要求4所述的逆变器控制装置，其特征在于：

仅在由所述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值、以及由所述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值中的至少一个值低于任意的设定值的情况下，由所述电流相位差调整部进行相位调整。

9.如权利要求1所述的逆变器控制装置，其特征在于：

所述平滑部包括电容器和电抗器，由所述电容器和电抗器求出的谐振频率设定为交流电源频率的40倍以上。

10.如权利要求1所述的逆变器控制装置，其特征在于：

所述交链磁通设定值设定为从所述电动机向所述电容器充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。

11.如权利要求1所述的逆变器控制装置，其特征在于：

确定所述电动机的规格，以使得在规定的转速和负荷转矩下，由所述驱动控制部控制的所述电动机的交链磁通在从所述电动机向所述电容器充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。

逆变器控制装置

技术领域

[0001] 本发明涉及在整流单元的输出端子明显地连接由小容量的电容器构成的平滑单元、输出电压以交流电源频率的2倍频率大幅度脉动的逆变器控制装置，特别是涉及以任意的转速驱动无刷DC电动机等的电动机的逆变器控制装置。

背景技术

[0002] 一般的驱动电动机的逆变器控制装置，对交流电源进行整流，利用平滑电容器使整流后的直流电力平滑，利用逆变器将平滑后的直流电力转换为任意的转速、电压的交流电力，将该交流电力向电动机供给。

[0003] 在上述结构的情况下，由于平滑电容器是必需的，所以该平滑电容器成为现有的逆变器控制装置的大型化、成本上升的主要原因。但是，在不需要平滑电容器或大幅度使其小容量的情况下，已知整流后的直流电压产生与交流电源同步的脉动，对电动机带来转矩脉动增大或驱动效率降低等不良影响。

[0004] 因此，在不需要该平滑电容器或大幅度地使其小容量化的情况下，为了减少由于直流电压的脉动对电动机造成的不良影响，提出了在达到无法得到相当于对电动机的电压指令值的逆变器输出电压的饱和状态时，将PWM信号的输出时刻提前，使逆变器输出电压的相位前进的方法(例如参照专利文献1)。

[0005] 专利文献1的方法，在对逆变器施加的直流电压由于脉动而降低的情况下，通过减弱电动机的励磁磁通，限制电动机的施加电压(相当于所谓的弱磁场控制)。

[0006] 但是，在专利文献1的方法中，为了减弱电动机的励磁磁通，必须流动电枢电流，因而可能会导致电枢电流增加或电动机的驱动效率降低等不良影响。

[0007] 因此，提出了在不需要平滑电容器或大幅度地使其小容量化而构成的逆变器控制装置中，在限制电动机的施加电压时，通过进行电流控制使得电动机的总磁通量保持一定，弱磁场动作自然地进行，将电动机的电枢电流抑制在最小限度，减轻电动机的驱动效率的降低的方法(例如参照专利文献2)。

[0008] 专利文献2的方法，通过对电动机的施加电压与由于电动机的线圈电阻引起的电压降低量(线圈电阻值×电流值)的电压差进行积分，运算电动机的总磁通(由定子侧产生的磁通与由转子侧产生的磁通的合成矢量)的量，基于磁通指令与总磁通运算值的磁通差，实施比例积分控制，以总磁通运算值为一定值(磁通指令)的方式，对应于电动机的施加电压的变化，控制作用于弱磁场动作的成分(正交二轴坐标系)的电流。

[0009] 其中，在专利文献2中记载了，在高速旋转区域为了提高弱磁场控制的效果，通过随着电动机的旋转速度的上升使磁通指令降低，伴随于此保持一定的总磁通量也降低。

[0010] 并且也记载了关于在专利文献2的逆变器控制装置中，由于来自电动机的再生能量，来自交流电源的输入电流出现不流动期间，输入电流的高次谐波成分增加的现象的对策。作为该对策，记载了在相当于交流电源电压的零交叉点的相位，通过降低作用于弱磁场动作的成分(正交二轴坐标系)的电流指令值，抑制交流电源电压的零交叉附近的再生动作

方向的电流的方法;和在埋入磁铁磁场型的同步电动机(IPM电动机)中,使用减轻因磁场磁铁产生的感应电压的影响、提高磁阻转矩的比例的规格的电动机的方法。任一种方法都是通过降低再生能量,显示出抑制输入电流的高次谐波成分的效果。

[0011] 此外,作为将电动机的电枢电流抑制到最小限度、减轻电动机的驱动效率的降低的另外的方法,在非专利文献1中提出了利用由电动机的施加电压的限制值求出的"弱磁场控制"的电流指令值、和在产生相同转矩的电流矢量中由电动机的电枢电流的振幅最小的电流相位求出的"最大转矩控制"的电流指令值的方法。在非专利文献1中提出了下述方法,比较由各个电流指令值求出的电动机的感应电压,选择感应电压更小的电流指令值(弱磁场控制或最大转矩控制的任一种)进行电流控制,从而实现电动机的稳定驱动、并且减轻电动机的驱动效率的降低。

[0012] 先行技术文献

[0013] 专利文献

[0014] 专利文献1:日本特开平10-150795号公报

[0015] 专利文献2:日本特许第4693904号公报

[0016] 非专利文献

[0017] 非专利文献1:西原达也、森本茂雄、真田雅之著《IPMSM速度控制系统中的无电解电容器化的影响》(《IPMSM速度制御系统における电解コンデンサレス化の影響》)平成21年电气学会全国大会、4-067、P.116～117(第4分册)

发明内容

[0018] 发明要解决的课题

[0019] 如上所述,在现有机构的逆变器控制装置中,具有下述结构:通过使弱磁场动作为必要的最小限度,将电动机的电枢电流抑制到最小限度,减轻电动机的驱动效率的降低的结构;或者通过使用控制再生动作方向的电流,或减轻由于磁场磁铁产生的感应电压的影响、提高磁阻转矩的比例的规格的电动机,减少来自电动机的再生能量,抑制来自交流电源的输入电流的高次谐波成分的结构。但是,在这样的结构中,存在无法将逆变器控制装置中包括控制对象电动机的电动机驱动系统中的系统整体的效率最优化的技术问题。

[0020] 本发明解决了上述现有结构的逆变器控制装置的技术问题,其目的在于,在由小容量电容器构成的逆变器控制装置中,有效地利用提高磁阻转矩的比例的电动机,通过控制来自该电动机的再生能量,从而实现电动机驱动系统中的系统整体的效率的最优化。

[0021] 用于解决课题的方法

[0022] 为了解决上述现有的技术问题,本发明的逆变器控制装置,

[0023] 其驱动电动机,该电动机一并利用伴随励磁磁通和电枢电流产生的磁转矩、以及伴随电枢线圈的电感变化和电枢电流产生的磁阻转矩,并且提高了该磁阻转矩的比例,

[0024] 上述逆变器控制装置包括:

[0025] 将交流电源作为输入的整流部;

[0026] 平滑部,其设定电容器的值,使得上述整流部的输出电压以交流电源频率的大致2倍的频率脉动;

[0027] 为了驱动上述电动机将来自上述平滑部的平滑电压转换为期望的交流电压的直

流交流转换部；

[0028] 将用于进行与上述平滑电压对应的电动机驱动的信息传递至上述直流交流转换部的驱动控制部；和

[0029] 检测上述电动机的电枢电流的电流检测部，

[0030] 上述驱动控制部包括：基于由上述电流检测部检测出的电枢电流，推定上述电动机的交链磁通的磁通推定部；和对电枢电流相对于上述电动机所产生的感应电压的相位差进行调整的电流相位差调整部，

[0031] 在上述电流相位差调整部中进行相位调整，以使得由上述磁通推定部推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下，并且给予上述电动机的转矩指令值或电流指令值的平均值、由上述电流检测部检测出的电枢电流的有效值的平均值、和由上述电流检测部检测出的电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值为最小值。

[0032] 如上所述构成的本发明的逆变器控制装置，通过将来自电动机的再生能量控制在规定值以下，能够实现“变流器(converter)(整流部＋平滑部)＋逆变器(inverter)(直流交流转换部)”的效率的最优选，通过将电动机的电枢电流抑制在最小限度，能够减轻电动机效率的降低，实现系统整体的效率的最优化。

[0033] 发明的新的特征是权利要求书特别记载的，但是关于结构和内容这两者，本发明的其他的目的和特征合起来通过阅读下面与附图一同进行详细的说明，能够更良好地理解和评价。

[0034] 发明效果

[0035] 根据本发明的逆变器控制装置，通过有效地利用提高磁阻转矩的比例的电动机，控制来自该电动机的再生能量，从而能够使包括电动机的电动机驱动系统中的系统整体的效率最优化。

附图说明

[0036] 图1是本发明的实施方式1的逆变器控制装置的系统结构图。

[0037] 图2是本发明的实施方式2的逆变器控制装置的系统结构图。

[0038] 图3是本发明的实施方式3的逆变器控制装置的系统结构图。

[0039] 图4是表示电动机的相电流状态的时间性的变化的一个示例的图。

[0040] 图5是表示PWM信号的变化的一个示例的图。

[0041] 图6是表示在利用图5中的PWM信号驱动时，电动机和直流交流转换部中流动的电流的状态的图。

[0042] 图7是表示PWM信号的变化的一个示例的图。

[0043] 图8是表示在利用图7中的PWM信号驱动时，电动机和直流交流转换部中流动的电流的状态的图。

[0044] 图9(a)是本发明的逆变器控制装置的第一动作特性图，(b)是本发明的逆变器控制装置的第一动作特性图。

[0045] 图10(a)是本发明的逆变器控制装置的第二动作特性图，(b)是本发明的逆变器控制装置的第二动作特性图。

[0046] 图11是本发明的逆变器控制装置中的再生能量总量和电动机交链磁通的一个特

性图。

[0047] 图12(a)是本发明的逆变器控制装置的再生能量总量与变流器(converter)(整流部＋平滑部)效率的特性图,(b)是再生能量总量与逆变器(直流交流转换部)效率的特性图,(c)是再生能量总量与总效率的特性图。

[0048] 图13是本发明的逆变器控制装置的电动机输出转矩的一个特性图。

[0049] 图14是本发明的逆变器控制装置的第一处理流程的概略图。

[0050] 图15是本发明的逆变器控制装置的第二处理流程的概略图。

[0051] 图16是本发明的逆变器控制装置的电流相位差和电枢电流的一个特性图。

具体实施方式

[0052] 本发明的第一方式的逆变器控制装置,

[0053] 其驱动电动机,该电动机一并利用伴随励磁磁通和电枢电流产生的磁转矩、以及伴随电枢线圈的电感变化和电枢电流产生的磁阻转矩,并且提高了该磁阻转矩的比例,

[0054] 上述逆变器控制装置包括:

[0055] 将交流电源作为输入的整流部;

[0056] 平滑部,其设定电容器的值,使得上述整流部的输出电压以交流电源频率的大致2倍的频率脉动;

[0057] 为了驱动上述电动机将来自上述平滑部的平滑电压转换为期望的交流电压的直流交流转换部;

[0058] 将用于进行与上述平滑电压对应的电动机驱动的信息传递至上述直流交流转换部的驱动控制部;和

[0059] 检测上述电动机的电枢电流的电流检测部,

[0060] 上述驱动控制部包括:基于由上述电流检测部检测出的电枢电流,推定上述电动机的交链磁通的磁通推定部;和对电枢电流相对于上述电动机所产生的感应电压的相位差进行调整的电流相位差调整部,

[0061] 在上述电流相位差调整部中进行相位调整,以使得由上述磁通推定部推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下,并且给予上述电动机的转矩指令值或电流指令值的平均值、由上述电流检测部检测出的电枢电流的有效值的平均值、和由上述电流检测部检测出的电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值为最小值。

[0062] 这样构成的本发明第一方式的逆变器控制装置,通过将来自电动机的再生能量控制在规定值以下,能够实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率最优化,通过将电动机的电枢电流抑制在最小限度,能够减轻电动机效率的降低,使系统整体的效率最优化。

[0063] 在本发明的第二方式的逆变器控制装置中,上述第一方式的上述驱动控制部还包括对从上述电动机至上述电容器流动再生电流的期间进行计测的再生期间计测部,

[0064] 在上述电流相位差调整部中进行相位调整,以使得由上述磁通推定部推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下,并且由上述再生期间计测部计测出的再生期间计测值在预先设定的再生期间设定值以下,并且给予上述电动机的转矩指令值或电流指令值的平均值、由上述电流检测部检测出的电枢电流的有效值的平均值、由上述电流

检测单元检测出的电枢电流的有效值的平均值、和由上述电流检测部检测出的电枢电流的峰值的平均值中的至少任一个值为最小值。

[0065] 这样构成的本发明第二方式的逆变器控制装置，通过将来自电动机的再生能量和流动再生电流的期间控制在各自的规定值以下，能够可靠地将来自交流电源的输入电流的不流动期间抑制在规定值以下，并且能够实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率最优化，通过将电动机的电枢电流抑制在最小限度，能够减轻电动机效率的降低，使系统整体的效率最优化。

[0066] 本发明的第三方式的逆变器控制装置中，上述第一方式或第二方式中的上述磁通推定部可以构成为，基于预先设定的上述电动机的规格值、和由上述电流检测部检测出的电枢电流，计算推定正交二轴坐标系的交链磁通。

[0067] 这样构成的本发明第三方式的逆变器控制装置，由于能够通过运算计算电动机的交链磁通，不需要重新设置传感器等，在成本方面有利。

[0068] 本发明的第四方式的逆变器控制装置，在上述第二方式或第三方式中，还包括：检测上述交流电源的电压的交流电压检测部；计算由上述交流电压检测部检测出的交流电压检测值的绝对值的绝对值转换部；和检测上述平滑电压的平滑电压检测部，

[0069] 上述再生期间计测部，基于由上述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值与由上述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值的大小关系，计测从上述电动机至上述电容器流动再生电流的期间。

[0070] 这样构成的本发明第四方式的逆变器控制装置，即使在交流电源的电压变形、和/或电源频率发生变动的情况下，也能够可靠地计测从电动机向电容器流动再生电流的期间。

[0071] 在本发明的第五方式的逆变器控制装置中，上述第二方式或第三方式的上述电流检测部构成为，上述电流检测部，直接检测上述直流交流转换部的直流侧的母线电流，根据该母线电流的检测值间接地检测在上述电动机中流动的电枢电流，

[0072] 上述再生期间计测部，基于上述母线电流的检测值，计测从上述电动机至上述电容器流动再生电流的期间。

[0073] 这样构成的本发明第五方式的逆变器控制装置，由于能够并用在电动机中流动的电枢电流的检测，不需要重新设置传感器等，在成本方面有利。

[0074] 本发明的第六方式的逆变器控制装置，在上述第一方式、第二方式、第三方式或第五方式中，还包括检测上述平滑电压的平滑电压检测部，仅在由上述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值低于任意的设定值的情况下，由上述电流相位差调整部进行相位调整。

[0075] 这样构成的本发明第六方式的逆变器控制装置，能够实现微型计算机和系统LSI等的处理时间的缩短。

[0076] 本发明的第七方式的逆变器控制装置，在上述第一方式、第二方式、第三方式或第五方式中，还包括：检测上述交流电源的电压的交流电压检测部；和计算由上述交流电压检测部检测出的交流电压检测值的绝对值的绝对值转换部，

[0077] 仅在由上述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值低于任意的设定值的情况下，由上述电流相位差调整部进行相位调整。

[0078] 这样构成的本发明第七方式的逆变器控制装置，能够实现微型计算机和系统LSI等的处理时间的缩短。

[0079] 本发明的第八方式的逆变器控制装置，在上述第四方式中，仅在由上述平滑电压检测部检测出的平滑电压检测值、以及由上述绝对值转换部转换后的交流电压检测值的绝对值中的至少一个值低于任意的设定值的情况下，由上述电流相位差调整部进行相位调整。

[0080] 这样构成的本发明第八方式的逆变器控制装置，能够实现微型计算机和系统LSI等的处理时间的缩短。

[0081] 在本发明的第九方式的逆变器控制装置中，上述第一方式～第八方式的任一方式中的上述平滑部可以包括电容器和电抗器，由上述电容器和电抗器求出的谐振频率设定为交流电源频率的40倍以上。

[0082] 这样构成的本发明的第九方式的逆变器控制装置，能够实现来自交流电源的输入电流中的电源高次谐波特性的高性能化。

[0083] 在本发明的第十方式的逆变器控制装置中，上述第一方式～第九方式的任一方式中的上述交链磁通设定值，可以设定为从上述电动机向上述电容器充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。

[0084] 这样构成的本发明第十方式的逆变器控制装置，通过将来自电动机的再生能量可靠地控制在规定值以下，能够实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率的最优化。

[0085] 本发明的第十一方式的逆变器控制装置，上述第一方式～第十方式的任一方式中可以确定上述电动机的规格，以使得在规定的转速和负荷转矩下，由上述驱动控制部控制的上述电动机的交链磁通在从上述电动机向上述电容器充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。

[0086] 这样构成的本发明第十一方式的逆变器控制装置，通过将来自电动机的再生能量可靠地抑制在规定值以下，能够实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率的最优化。

[0087] 下面，参照附图对本发明的逆变器控制装置的实施方式进行说明。其中，本发明的逆变器控制装置并不限定于以下实施方式记载的逆变器控制装置的结构，也包括基于与以下实施方式中说明的技术思想同等的技术思想而构成的逆变器控制装置。

[0088] (实施方式1)

[0089] 图1是表示本发明的实施方式1的逆变器控制装置的系统结构的图。实施方式1的逆变器控制装置具备：从作为单相交流电源的工频电源等的交流电源1供给电力，将供给的交流电源1全波整流的、由二极管电桥构成的、作为整流单元的整流部2；作为平滑单元的平滑部3，其设定电容器32的值，使得来自整流部2的输出电压以交流电源1的电源频率的大致2倍的频率大幅度脉动；将来自平滑部3的平滑电压转换为期望的频率、电压值的交流电压的、作为直流交流转换单元的直流交流转换部4；和将用于进行与平滑电压相对应的电动机驱动的信息传递到直流交流转换部4的、作为驱动控制单元的驱动控制部6。

[0090] 由逆变器控制装置进行驱动控制的电动机5，包括以中性点为中心地安装有Y接线的3个电枢线圈(51u、51v、51w)的定子51；和安装有磁铁的转子52。在电动机5中，一并利用

伴随转子52的磁铁产生的励磁磁通和定子51的电枢线圈(51u、51v、51w)中流动的电枢电流而产生的磁转矩、以及伴随电枢线圈(51u、51v、51w)的电感变化和电枢电流而产生的磁阻转矩,提高该磁阻转矩的比例。

[0091] 直流交流转换部4具备将包括一对开关元件的半桥电路分为U相用、V相用、W相用的3相。半桥电路的一对开关元件串联连接于电容器32的高压侧端与低压侧端之间,对半桥电路施加电容器32的两端的平滑电压。U相用的半桥电路包括高压侧的开关元件41u和低压侧的开关元件41x。V相用的半桥电路包括高压侧的开关元件41v和低压侧的开关元件41y。W相用的半桥电路包括高压侧的开关元件41w和低压侧的开关元件41z。此外,与各开关元件(41u～41z)并联地连接有续流二极管(42u～42z)。即,在上臂设置开关元件(41u、41v、41w)和续流二极管(42u、42v、42w),下臂设置开关元件(41x、41y、41z)和续流二极管(42x、42y、42z)。

[0092] 对直流交流转换部4施加的平滑电压,由于上述的直流交流转换部4内的开关元件的开关动作被转换为3相的交流电压,由这样转换后的交流电压驱动电动机5。并且,在直流交流转换部4的直流侧的母线设置有作为检测母线电流的电流检测单元的电流检测部7。

[0093] 平滑部3以LC谐振频率达到交流电源1的电源频率的40倍以上的方式设定,具备用于减小流向小容量的电容器32的冲击充放电电流的峰值的电抗器31。

[0094] 驱动控制部6可以由微型计算机和/或系统LSI等构成,具备基本驱动器10、PWM信号生成部12、电流控制部13、电流相位差调整部14、相电流转换部15、转子位置速度推定部16、磁通推定部17的各功能块。

[0095] 相电流转换部15,观察在电流检测部7中流动的直流交流转换部4的直流侧的母线电流,将该母线电流转换为电动机5的电枢电流。相电流转换部15,实际上在直流交流转换部4的直流侧的母线电流转换时起,仅在规定期间的期间内检测电流。

[0096] 转子位置速度推定部16,根据由相电流转换部15转换后的电动机5的电枢电流、由PWM信号生成部12运算的输出电压、和由平滑电压检测部8检测的平滑电压的信息,推定电动机5的转子磁极位置和旋转速度。

[0097] 利用电流控制部13,基于从电流相位差调整部14给予的电流相位差、由转子位置速度推定部16推定出的电动机5的旋转速度、和与从 外部给予的速度指令值的偏差信息,以电动机5的旋转速度与速度指令值一致的方式,利用PI运算等导出电流指令值。

[0098] PWM信号生成部12,根据由电流控制部13导出的电流指令值、由相电流转换部15转换后的电动机5的电枢电流、和由转子位置速度推定部16推定出的电动机5的转子磁极位置的信息,生成用于驱动电动机5的PWM信号。

[0099] PWM信号生成部12中PWM信号的生成,例如在对直流交流转换部4施加的平滑电压为200V的情况下,在U相的指示电压为150V、V相的指示电压为100V、W相的指示电压为0V时,各相的PWM信号的占空比(PWM信号的载波周期中上臂开关元件为开状态的时间比率),U相为75%、V相为50%、W相为0%。

[0100] 即,各相的指示电压除以平滑电压的结果为PWM信号的占空比。并且,在各相的指示电压超过平滑电压时,PWM信号的占空比为100%。

[0101] 如上所述求出的PWM信号,最终对基本驱动器10输出,各开关元件(41u～41z)按照PWM信号被驱动,生成正弦波状的交流。这样在实施方式1中,通过流动正弦波状的电枢电

流，实现电动机5的正弦波驱动。

[0102] 接着，使用图4～8，对在直流交流转换部4的直流侧的母线中流动的母线电流中电动机5的电枢电流呈现的状态进行说明。

[0103] 图4是表示在电动机5的电枢线圈中流动的电枢电流的状态、和每60°电角的各区间内在各相的电枢线圈中流动的电流的方向的图。

[0104] 参照图4，在电角0～60°的区间内，在U相线圈51u和W相线圈51w中电流从非接线端向中性点流动，在V相线圈51v中电流从中性点向非接线端流动。另外，在电角60～120°的区间内，在U相线圈51u电流从非接线端向中性点流动，在V相线圈51v和W相线圈51w电流从中性点向非接线端流动。表述出以后每电角60°各相的线圈中流动的相电流的状态发生变化的状态。

[0105] 例如，考虑在图4中电角30°时由PWM信号生成部12生成的半载波周期的量的PWM信号如图5所示变化的情况。

[0106] 在此，在图5中，信号U表示使开关元件41u动作的信号，信号 V表示使开关元件41v动作的信号，信号W表示使开关元件41w动作的信号，信号X表示使开关元件41x动作的信号，信号Y表示使开关元件41y动作的信号，信号Z表示使开关元件41z动作的信号。

[0107] 这些信号以有源高电平(Active High)记载。在这种情况下，如图6所示，直流交流转换部4的直流侧的母线中，在时刻1不出现电流，在时刻2出现在W相线圈51w中流动的电枢电流(W相电流)，在时刻3出现在V相线圈51v中流动的电枢电流(V相电流)。

[0108] 作为另外的示例，考虑在图4中电角30°时由PWM信号生成部12生成的半载波周期的PWM信号如图7所示变化的情况下。在这种情况下，如图8所示，直流交流转换部4的直流侧的母线中，在时刻1不出现电流，在时刻2出现在U相线圈51u中流动的电枢电流(U相电流)，在时刻3出现在W相线圈51w中流动的电枢电流(W相电流)。

[0109] 在此，图8所示的时刻3时，直流交流转换部4的直流侧的母线电流显示从电容器32的低压侧端经由直流交流转换部4向电容器32的高压侧端流动的方向，显示由电动机5产生的电能返回到电容器32的再生状态(以下，将该电能极为再生能量)。

[0110] 如上所述可知，直流交流转换部4的母线上出现与开关元件(41u～41z)的导通断开状态相对应的电动机5的相电流。

[0111] 具体而言，在上臂的开关元件(41u、41v、41w)中的任一个为导通的状态时，该导通的相的电枢电流出现在直流交流转换部4的母线上，或者在下臂的开关元件(41x、41y、41z)中的任一个为导通的状态时，该导通的相的电枢电流出现在直流交流转换部4的母线上，上述关系性成立。

[0112] 如上所述可知，如果能够在载波周期内接近的时刻判断2相的电流，就能够由下述式1的关系求出各相的电枢电流(iu、iv、iw)。

[0113] $iu+iv+iw=0$ (1)

[0114] 其中，时刻4和时刻5是用于防止由于开关元件(41u～41z)的动作延迟而导致直流交流转换部4的上下臂发生短路的停滞(dead time)期间。该停滞期间中直流交流转换部4的母线电流由于各相的电枢电流的流向而不确定。

[0115] 图9是本发明的实施方式1的逆变器控制装置的第一动作特性图。图9的(a)表示交流电源1的交流电压绝对值(图9(a)的虚线部)、和对直流交流转换部4施加的平滑电压

(图9(a)的实线部)。此外,图9的(b)表示在电流检测部7中流动的直流交流转换部4的直流侧的母线电流的波形。

[0116] 由于本发明的实施方式1的逆变器控制装置中的电容器32,使用容量显著小的电容器,在电动机5中流动电流时,对直流交流转换部4施加的平滑电压就会以交流电源1的电源频率fs的大致2倍频率大幅度脉动。

[0117] 在图9的(b)中,在电流检测部7中流动的直流交流转换部4的直流侧的母线电流的波形,将从直流交流转换部4向电容器32的低压侧端流动的方向表示为正,将从电容器32的低压侧端向直流交流转换部4流动的方向表示为负。如图9的(b)所示,母线电流为与直流交流转换部4中各开关元件(41u～41z)的动作相对应的脉冲状的波形。

[0118] 在由小容量的电容器32构成的逆变器控制装置中,如图9所示,直流交流转换部4的直流侧的母线电流为负的期间(以下记为再生期间)有时在交流电源1的电源电压的零交叉附近出现,在该再生期间中,来自电动机5的再生能量对电容器32充电。

[0119] 该对电容器32充电的再生能量的总量Ereg,如下述式2所示,可以通过对向直流交流转换部4施加的平滑电压Vdc与交流电源1的交流电压绝对值|Vac|的差进行积分而求出。即,该再生能量的总量Ereg相当于图9的(a)中的斜线部面积。

[0120] $Ereg=\int(Vdc-|Vac|)dt$ (2)

[0121] 该再生能量总量Ereg,除了与交流电源1的交流电压值、平滑部3的电抗器31、电容器32的容量有很大关系之外,与电动机5的规格、电动机5的负荷条件(转速、负荷转矩、环境温度等)等有很大关系。特别是,本发明的发明人着眼于对电动机5产生的感应电压有贡献的交链磁通(d轴交链磁通)、和为了驱动电动机5所必需的对施加电压由贡献的交链磁通(1次交链磁通)与再生能量总量Ereg的关系。

[0122] 图11是表示在不同的两个负荷条件(A、B)下,再生能量总量Ereg和由驱动控制部6控制的电动机5的交链磁通(d轴交链磁通/1次交链磁通)的特性的图。如图11所示,具有随着电动机5的交链磁 通(d轴交链磁通/1次交链磁通)增大、再生能量总量Ereg增加的单调增加的关系性。

[0123] 此外,图12的(a)是表示再生能量总量Ereg和变流器(整流部2＋平滑部3)的效率的特性的图,图12的(b)是表示逆变器(直流交流转换部4)的效率的特性的图,图12的(c)表示再生能量总量Ereg和总效率(变流器＋逆变器)的特性的图。如图12的(c)所示,当再生能量总量Ereg过大时,“变流器(整流部2＋平滑部3)＋逆变器(直流交流转换部4)”的总效率降低。因此,在本发明的实施方式1的逆变器控制装置中,为了实现必要的最低限度(预先设定的效率目标值)的总效率,对再生能量总量Ereg设置限制值,将来自电动机5的再生能量总量Ereg控制在限制值以下。

[0124] 作为将再生能量总量Ereg控制在限制值以下时的动作的一个示例,使用图10进行说明。图10是本发明的实施方式1的逆变器控制装置的第二动作特性图,与图9同样,表示交流电源1的交流电压绝对值(图10的(a)的虚线部)、对直流交流转换部4施加的平滑电压(图10的(a)的实线部)、和在电流检测部7中流动的直流交流转换部4的直流侧的母线电流(图10的(b))的波形。相对于图9,在图10中,不仅再生能量总量Ereg减少,再生期间也减少。结果,能够减少由于从电动机5向电容器32充电的再生能量所引起的无效电力。

[0125] 为了间接地检测该再生能量总量Ereg,采用根据图11的单调增加的关系性、推定

由驱动控制部6控制的电动机5的交链磁通(d轴交链磁通/1次交链磁通)的方法,设定相当于再生能量总量Ereg的限制值的电动机5的交链磁通设定值(d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值)。

[0126] 其中,如图11所示,由于电动机5的交链磁通也依赖于负荷条件(转速、负荷转矩、环境温度等),依据实机试验结果或模拟分析结果等,例如,预先设定多个交链磁通设定值作为每个转速的数据表。在图11中,对于不同的两个负荷条件(A、B),设定各自的交链磁通设定值(λAset、λBset)。

[0127] 其中,关于交链磁通设定值(d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值),依据实机试验结果或模拟分析结果等,优选设定为从电动机 5向电容器32充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。例如,在图11的负荷条件A的情况下,将来自电动机5的再生能量为零时的交链磁通作为λA0时,交链磁通设定值λAset以满足下述式3的条件的方式设定。

[0128] $\lambda Aset \leq 2.5 \times \lambda A0$ (3)

[0129] 因此,在本发明的实施方式1的逆变器控制装置中,由磁通推定部17推定电动机5的交链磁通,由电流相位差调整部14对电流相对于电动机5产生的感应电压的相位差进行相位调整,使得该交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下、并且电流控制部13给予电动机5的电流指令值的平均值、由相电流转换部15转换后的电枢电流的有效值的平均值、和电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值最小。

[0130] 下面,利用图14对本发明的实施方式1的逆变器控制装置的作为特征部分的磁通推定部17、电流相位差调整部14的具体动作进行说明。

[0131] 图14是表示实施方式1的逆变器控制装置的第一处理流程的概略图,实施方式1的逆变器控制装置中平滑部3的电容器32使用容量显著小的电容器,电动机5的电枢电流以大幅度脉动。因此,在磁通推定部17推定电动机5的交链磁通之前,使从外部给予的速度指令值一定(固定),将电动机5固定为规定转速,例如固定为上述的数据表的多个转速中的一个(S101)。

[0132] 接着,利用磁通推定部17,如下述式4所示,首先对于每个预先设定的规定时间Ta,计算由相电流转换部15转换后的电枢电流的有效值的平均值Ia(S102)。

[0133] $Ia = \Sigma (\sqrt{(id^2 + iq^2)} / \sqrt{(3)} \times \Delta T) / Ta$ (4)

[0134] 在此,id为d轴电流检测值、iq为q轴电流检测值、id^2为id的平方值、iq^2为iq的平方值,电枢电流从3相交流坐标系(iu、iv、iw)向旋转坐标系(id、iq)实施坐标变换。

[0135] 其中,关于规定时间Ta,优选设定为平滑电压的变动周期的整数倍。

[0136] 基于如上所述计算出的电枢电流的有效值的平均值Ia、预先设定的电动机5的规格值(d轴电感Ld、q轴电感Lq、电动势系数Λ),计 算正交二轴坐标系的交链磁通(S103)。

[0137] $\lambda da = \Lambda + Ld \times ida$ (5)

[0138] $\lambda qa = Lq \times iqa$ (6)

[0139] $\lambda 1a = \sqrt{(\lambda da^2 + \lambda qa^2)}$ (7)

[0140] $ida = -\sqrt{(3)} \times Ia \times \sin(\beta T)$ (8)

[0141] $iqa = \sqrt{(3)} \times Ia \times \cos(\beta T)$ (9)

[0142] 在此，ida为d轴电流平均值、iqa为q轴电流平均值、βT为电流相位差设定值、λda为d轴交链磁通平均值、λqa为q轴交链磁通平均值、λda^2为λda的平方值、λqa^2为λqa的平方值、λ1a为1次交链磁通平均值。

[0143] 如上所述，由于利用磁通推定部17通过式4～式9的运算能够计算电动机5的交链磁通，所以在交链磁通的检测中，不需要重新设置传感器等，在成本方面有利。

[0144] 其中，在仅由d轴交链磁通平均值λda就能够确保充分的控制性能的情况下，以实现微型计算机或系统LSI等的处理时间的缩短等为目的，q轴交链磁通平均值λqa或1次交链磁通平均值λ1a等的运算处理可以省略。

[0145] 接着，利用电流相位差调整部14，首先判断由磁通推定部17推定出的交链磁通推定值(d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a)是否在预先设定的交链磁通设定值(d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值)以下(S104)。在交链磁通推定值超过交链磁通设定值的情况下，使电流相位差βT以规定的变化幅度Δβ1单调增加，进行弱磁场动作，直至交链磁通推定值(d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a)达到交链磁通设定值(d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值)以下(S106)。这样能够将来自电动机5的再生能量的总量Ereg控制在规定的限制值以下。

[0146] 接着，作为交链磁通推定值(d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a)达到交链磁通设定值(d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值)以下后的电流相位差调整部14的动作，使电流相位差βT变化规定的变化幅度Δβ2(变化幅度比Δβ1小)，基于电流相位差βT变化前后的电枢电流的有效值的平均值Ia(由式4计算)的变化，调整电流相位差βT，使得Ia的值达到最小值(S105)。

[0147] 具体而言，如图16所示，相对于电流相位差βT的电枢电流的有效值的平均值Ia以具有最小值的二次函数变化。因此，首先使电流相位差βT增加变化量Δβ2，在电流相位差βT的变化前后平均值Ia的变化呈减少方向的情况下，再使电流相位差βT增加Δβ2。反之，在电流相位差βT的变化前后平均值Ia的变化呈增加方向的情况下，使电流相位差βT减少Δβ2。这样对电流相位差βT进行调整，使得改变电流相位差βT时的平均值Ia的值的变化从减少方向变为增加方向，由此寻找平均值Ia为最小值的值，能够使平均值Ia为最小值。

[0148] 如上所述，通过将来自电动机5的再生能量控制在规定值以下，能够实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率的最优化(实现必要的最低限度(预先设定的效率目标值)的总效率)，并且通过将电动机5的电枢电流抑制在最小限度，能够减轻电动机效率的降低，实现系统整体的效率的最优化。

[0149] 其中，在上述说明中，在磁通推定部17中，利用由相电流转换部15转换后的电枢电流的有效值的平均值Ia，计算交链磁通推定值，但也可以如下述式4a所示，利用由相电流转换部15转换后的电枢电流的峰值的平均值Ipa。

[0150] $$Ipa=\Sigma\left(\sqrt{(id^2+iq^2)}\times\sqrt{(2/3)}\times\Delta T\right)/Ta \qquad (4a)$$

[0151] 在这种情况下，利用下述式8a和式9a计算d轴电流平均值ida、q轴电流平均值iqa，通过上述式5～式7的运算计算交链磁通推定值即可。

[0152] $$ida=-\sqrt{(3/2)}\times Ipa\times\sin(\beta T) \qquad (8a)$$

[0153] $$Iqa=\sqrt{(3/2)}\times Ipa\times\cos(\beta T) \quad (9a)$$

[0154] 另外，在电流相位差调整部14中，如式4所示，基于电流相位差βT的变化前后的电枢电流的有效值的平均值Ia的变化，对电流相位差βT进行调整，使得平均值Ia的值达到最小值。但是在磁通推定部17中使用电枢电流的峰值的平均值Ipa时，可以使用电枢电流的峰值的平均值Ipa代替电枢电流的有效值的平均值Ia，对电流相位差βT进行调整使得该平均值Ipa的值达到最小值即可。

[0155] 此外，作为其他的方法，在磁通推定部17中，可以使用下述式4b 所示的、由电流控制部13设定的电流指令值的平均值Ia＊（相当于电枢电流的有效值的平均值）。

[0156] $$Ia*=\Sigma\{\sqrt{(id*^2+iq*^2)}/\sqrt{(3)}\times\Delta T\}/Ta \quad (4b)$$

[0157] 在此，id＊为d轴电流指令值、iq＊为q轴电流指令值、id＊^2为id＊的平方值、iq＊^2为iq＊的平方值，在这种情况下，使用电流指令值的平均值Ia＊代替式8、式9的平均值Ia计算交链磁通推定值即可。

[0158] 此外，在电流相位差调整部14中，基于电流相位差βT的变化前后的电枢电流的有效值的平均值Ia的变化，对电流相位差βT进行调整使得该平均值Ia的值达到最小值。但是在磁通推定部17中使用电流指令值的平均值Ia＊时，使用电流指令值的平均值Ia＊代替电枢电流的有效值的平均值Ia，对电流相位差βT进行调整使得该平均值Ia＊的值达到最小值即可。

[0159] 下面，说明关于本发明实施方式1的逆变器控制装置的小容量的电抗器31和小容量的电容器32的规格决定的具体方法。

[0160] 在实施方式1的逆变器控制装置中，为了抑制来自交流电源1的输入电流的高次谐波成分，使IEC规格清楚，决定电抗器31与电容器32的组合，使得满足电抗器31与电容器32的谐振频率fLC为电源频率fs的40倍以上（使得满足fLC≥(40×fs)的制约条件）。

[0161] 在此，将电抗器的容量记作L1[H]、电容器32的容量记作C1[F]，谐振频率fLC如下述式10所示。

[0162] $$fLC=1/\{2\pi\times\sqrt{(L1\times C1)}\} \quad (10)$$

[0163] 例如，当电源频率为50Hz、电容器32的容量为10μF时，由上述的制约条件和式14，在L1≤0.633[mH]的范围内选定电抗器31的容量。

[0164] 如上所述，通过决定小容量的电抗器31与小容量的电容器32的组合，能够实现来自交流电源1的输入电流中的电源高次谐波特性的高性能化。

[0165] 下面，说明关于本发明的实施方式1的逆变器控制装置的电动机5的规格决定的具体方法。

[0166] 实施方式1的逆变器控制装置的电动机5为下述规格：一并利用伴随转子52的磁铁产生的励磁磁通和在定子51的电枢线圈（51u、51v、51w）中流动的电枢电流所产生的磁转矩、以及伴随电枢线圈（51u、51v、51w）的电感变化和电枢电流所产生的磁阻转矩，提高该磁阻转矩的比例。使用图13，对与现有的磁转矩主体的电动机规格的差异进行说明。

[0167] 图13是表示现有的磁转矩主体的电动机规格（1）和实施方式1的逆变器控制装置的提高了磁阻转矩的比例的电动机规格（2）中的电动机输出转矩（磁转矩与磁阻转矩的合

成转矩)的特性的图。在图13中,用虚线表示现有的磁转矩主体的电动机规格(1)的特性曲线,用实线表示提高了磁阻转矩的比例的电动机规格(2)的特性曲线。图13所示的特性曲线,以在电枢电流的有效值的平均值Ia相同的条件下,最大输出转矩Tmax相同、且得到最大输出转矩Tmax时的电流相位差βT从电动机规格(1)的βs1向电动机规格(2)的βs2增加的方式,决定电动机的规格。其中,βs2所取的范围为βs1＜βs2≤45[deg]。

[0168] 如上所述,在磁通推定部17和电流相位差调整部14中,通过推定电动机5的交链磁通,间接地检测来自电动机5的再生能量总量Ereg,调整电流相位差βT,使得该交链磁通推定值在预先设定的交链磁通以下,从而控制使得再生能量总量Ereg在限制值以下。但是,通过如下所述决定电动机5的规格,能够可靠地进行控制使得再生能量总量Ereg在限制值以下。

[0169] 具体而言,决定电动机的规格(交链磁通的电动机的各项为d轴电感Ld、q轴电感Lq、电动势系数Λ),使得在规定的转速、负荷转矩下,由驱动控制部6控制的电动机的实际的交链磁通(d轴交链磁通/1次交链磁通)在从电动机向电容器32充电的再生能量为零时的交链磁通的2.5倍以下。

[0170] 如上所述,在本发明的实施方式1的逆变器控制装置中,通过将来自电动机的再生能量可靠地抑制在规定值以下,能够可靠地实现“变流器(整流部＋平滑部)＋逆变器(直流交流转换部)”的效率的最优化(实现必要的最低限度(预先设定的效率目标值)的总效率)。

[0171] (实施方式2)

[0172] 图2是表示本发明的实施方式2的逆变器控制装置的系统结构的图。在实施方式2中,对于与上述实施方式1的逆变器控制装置(图1)具有相同功能、结构的部件标注相同的符号,在其动作相同的情况下,由于说明重复而将其省略,对不同的内容进行说明。

[0173] 在实施方式2的逆变器控制装置中,与实施方式1的逆变器控制装置不同的点在于,作为构成要素,新设置基于由电流检测部7检测出的直流交流转换部4的直流侧的母线电流检测值,在平滑电压的每个变动周期对从电动机5向电容器32流动再生电流的期间进行计测的再生期间计测部18。在实施方式2的逆变器控制装置中的电流相位差调整部14中,对电流相对于电动机5产生的感应电压的相位差进行调整,使得由磁通推定部17推定出的交链磁通推定值在预先设定的交链磁通设定值以下、并且由再生期间计测部18计测出的再生期间计测值在预先设定的再生期间设定值以下,并且电流控制部13中给予电动机5的电流指令值的平均值、由相电流转换部15转换后的电枢电流的有效值的平均值、电枢电流的峰值的平均值中的至少一个值为最小值。

[0174] 下面,利用图15对本发明的实施方式2的逆变器控制装置的作为特征部分的磁通推定部17、再生期间计测部18、电流相位差调整部14的具体动作进行说明。

[0175] 图15是表示实施方式2的逆变器控制装置中的第二处理流程的概略图。与上述实施方式1的逆变器控制装置同样,在实施方式2的逆变器控制装置中,平滑部3的电容器32使用容量显著小的电容器,电动机5的电枢电流以大幅度脉动。因此,在磁通推定部17中推定电动机5的交链磁通之前,使从外部给予的速度指令值一定,将电动机5固定为规定转速,例如像上述实施方式1中说明的那样固定为数据表的多个转速中的一个(S201)。

[0176] 接着,在再生期间计测部18中,在每个预先设定的规定时间Ta,计测由电流检测部7检测的直流交流转换部4的直流侧的母线电流检测值成为负值的期间(S202)。

[0177] 具体而言，由于在电流检测部7中在每个载波周期Ts检测母线电流，所以利用计数器等计量母线电流检测值低于规定值（鉴于±Δ、噪声等的影响设定）的次数，当在规定时间Ta（设定平滑电压的变动周 期的整数倍，设为M倍）期间计量的次数为N次时，平滑电压的每个变动周期的再生期间计测值Treg可以由下述式11计算。

[0178] $Treg=N\times Ts/M$ (11)

[0179] 如上所述，在再生期间计测部18中，由于能够将在电动机5中流动的电枢电流的检测值与相电流转换部15并用，在实施方式2的结构中不需要重新设置传感器等，在成本方面有利。

[0180] 接着，在磁通推定部17中，首先在每个预先设定的规定时间Ta，通过式4计算由相电流转换部15转换后的电枢电流的有效值的平均值Ia（S203）。

[0181] 另外，磁通推定部17基于计算出的电枢电流的有效值的平均值Ia、和预先设定的电动机5的规格值（d轴电感Ld、q轴电感Lq、电动势系数Λ），通过式5～式9计算正交二轴坐标系的交链磁通（S204）。

[0182] 接着，在电流相位差调整部14中，首先判断由磁通推定部17推定出的交链磁通推定值（d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a）是否在预先设定的交链磁通设定值（d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值）以下（S205）。在交链磁通推定值超过交链磁通设定值的情况下，在每个规定时间Ta使电流相位差βT以规定的变化幅度Δβ1单调增加，进行弱磁场动作，直至交链磁通推定值（d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a）在交链磁通设定值（d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值）以下（S209）。这样能够将来自电动机5的再生能量的总量Ereg控制在规定的限制值以下。

[0183] 接着，作为S205中交链磁通推定值（d轴交链磁通平均值λda/1次交链磁通平均值λ1a）达到交链磁通设定值（d轴交链磁通设定值/1次交链磁通设定值）以下后的电流相位差调整部14的动作，首先判断由再生期间计测部18计测出的再生期间计测值Treg是否在预先设定的再生期间设定值以下（S206）。在再生期间计测值Treg超过再生期间设定值的情况下，在每个规定时间Ta使电流相位差βT以规定的变化幅度Δβ3（变化幅度比Δβ1小、变化幅比Δβ2大，$\Delta\beta2<\Delta\beta3<\Delta\beta1$）单调增加，进行弱磁场动作，直至再生期间计测值Treg达到再生期间设定值以下，实施再生期间的最优化（S208）。

[0184] 最后，作为S206中再生期间计测值Treg达到再生期间设定值以下后的电流相位差调整部14的动作，使电流相位差βT以规定的变化幅度Δβ2（变化幅度小于Δβ1和Δβ3，$\Delta\beta2<\Delta\beta3<\Delta\beta1$）变化，基于电流相位差βT的变化前后的电枢电流的有效值的平均值Ia（由数学式4计算）的变化，对电流相位差βT进行调整，使得Ia的值为最小值（S207）。

[0185] 如上所述，通过将来自电动机5的再生能量和流动再生电流的期间分别控制在规定值以下，能够将来自交流电源1的输入电流的不流动期间可靠的抑制在规定值以下，并且实现“变流器（整流部＋平滑部）＋逆变器（直流交流转换部）”的效率的最优化（实现必要的最低限度（预先设定的效率目标值）的总效率），通过将电动机5的电枢电流抑制在最小限度，能够减轻电动机效率的降低，实现系统整体的效率的最优化。

[0186] （实施方式3）

[0187] 图3是表示本发明的实施方式3的逆变器控制装置的系统结构的图。在实施方式3中，对于与上述实施方式1的逆变器控制装置（图1）和实施方式2的逆变器控制装置（图2）具

有相同功能、结构的部件标注相同的符号，在其动作相同的情况下，由于说明重复而将其省略，对不同的内容进行说明。

[0188] 在实施方式3的逆变器控制装置(图3)中，与实施方式2的逆变器控制装置(图2)不同的点在于，作为构成要素，新设置检测交流电源1的电压的作为交流电压检测单元的交流电压检测部9、和计算由交流电压检测部9检测的交流电压检测值Vac的绝对值的绝对值转换部19。在实施方式3的逆变器控制装置的再生期间计测部18中，基于由绝对值转换部19得到的交流电压检测值的绝对值|Vac|与由平滑电压检测部8检测的平滑电压检测值Vdc的大小关系，对从电动机5向电容器32流动再生电流的期间进行计测。其中，检测交流电压检测值Vac和平滑电压检测值Vdc的频率相同，优选检测它们的时刻较为接近。

[0189] 具体而言，将交流电压检测值Vac和平滑电压检测值Vdc的检测周期设为Tsmp，在再生期间计测部18中，利用计数器等计量满足“Vdc＞|Vac|±Δ2(Δ2鉴于噪声等的影响设定)”时的次数，当在规定时间Ta(设定平滑电压的变动周期的整数倍、设为M2倍)期间计量的次数为N2次时，平滑电压的每个变动周期的再生期间计测值Treg2可以由下述式12计算。

[0190] $$Treg2=N2\times Tsmp/M2 \qquad (12)$$

[0191] 关于其他的构成要素的动作，由于与上述实施方式2的逆变器控制装置相同，省略说明。

[0192] 如上所述，实施方式3的逆变器控制装置构成为，基于交流电压检测值的绝对值|Vac|和平滑电压检测值Vdc的大小关系，对从电动机5向电容器32流动再生电流的期间进行计测。在实施方式3的逆变器控制装置中，即使在交流电源1的电压变形或电源频率发生变动的情况下，也能够可靠地计测从电动机5向电容器32流动再生电流的期间。

[0193] 其中，在实施方式1至实施方式3的逆变器控制装置中，对具备电流控制部13的结构进行了说明，该电流控制部13，基于从电流相位差调整部14给予的电流相位差、由转子位置速度推定部16推定出的电动机5的旋转速度、和与从外部给予的速度指令值的偏差信息，以电动机5的旋转速度与速度指令值一致的方式导出电流指令值。但是，作为本发明的逆变器控制装置，可以为具备导出转矩指令值Tq＊来代替电流指令值的转矩控制部的结构，可以构成为在电流相位差调整部14中，对电流相位差βT进行调整，使得每规定时间Ta的转矩指令值Tq＊的平均值Tqa＊为最小值。例如，将电流指令值I＊乘以增益(gain)K，如“Tq＊＝K×I＊”所示导出转矩指令值Tq＊。

[0194] 在实施方式1至实施方式3的逆变器控制装置中，对具备推定电动机5的转子磁极位置和旋转速度的转子位置速度推定部16的结构进行了说明，但当然也可以使用编码器或解析器等检测转子的磁极位置的位置传感器来代替转子位置速度推定部16。

[0195] 作为实施方式1和实施方式3的逆变器控制装置中的电流检测单元(电流检测部7)，对直接检测直流交流转换部4的直流侧的母线电流、由该母线电流的检测值间接地检测在电动机5中流动的电枢电流的结构进行了说明。但是，作为本发明的逆变器控制装置，当然也可以使用DC-CT等电流传感器作为电流检测单元。但是在这种情况下，由于直接电枢电流能够检测，因而不需要相电流转换部15。

[0196] 其中，在实施方式1至实施方式3的逆变器控制装置中，仅在由平滑电压检测部8检测的平滑电压检测值低于任意的设定值的情况下，通过利用电流相位差调整部14进行相位调整，能够实现微型计算机或系统LSI等的处理时间的缩短。在此，任意的设定值，在来自电

动机5的再生能量所引起的电容器32的充电电压的最大值～平滑电压最大值的范围内，也考虑交流电源1的交流电压值、平滑部3的电抗器31和电容器32的容量等进行设定。

[0197] 其中，在实施方式3的逆变器控制装置中，仅在由绝对值转换部19转换后的交流电压检测值的绝对值低于任意的设定值的情况下，通过利用电流相位差调整部14进行相位调整，能够实现微型计算机或系统LSI等的处理时间的缩短。在此，任意的设定值，在来自电动机5的再生能量所引起的电容器32的充电电压的最大值～交流电压检测值的绝对值的最大值的范围内，也考虑交流电源1的交流电压值、平滑部3的电抗器31和电容器32的容量等进行设定。

[0198] 在各实施方式中以一定的详细程度对本发明进行了说明，但是这些实施方式的公开内容当然可以在结构的微细部分进行变化，只要不脱离权利要求的范围和思想，各实施方式中的要素的组合和顺序的变化都是可以实现的。

[0199] 产业上的利用可能性

[0200] 如上所述，本发明的逆变器控制装置，对应于由小容量的电容器构成的逆变器控制装置，有效地利用提高了磁阻转矩的比例的电动机，通过控制来自该电动机的再生能量，能够实现电动机驱动系统的效率的最优化，因而能够适用于驱动空调等的空气调节机、冷冻冷藏库、吸尘器等的电动机的用途。

[0201] 附图符号说明

[0202] 1 交流电源

[0203] 2 整流部

[0204] 3 平滑部

[0205] 4 直流交流转换部

[0206] 5 电动机

[0207] 6 驱动控制部

[0208] 7 电流检测部

[0209] 8 平滑电压检测部

[0210] 9 交流电压检测部

[0211] 10 基本驱动器

[0212] 12 PWM信号生成部

[0213] 13 电流控制部

[0214] 14 电流相位差调整部

[0215] 15 相电流转换部

[0216] 16 转子位置速度推定部

[0217] 17 磁通推定部

[0218] 18 再生期间计测部

[0219] 19 绝对值转换部

[0220] 31 电抗器

[0221] 32 电容器

[0222] 41u～41z 开关元件

[0223] 42u～42z 续流二极管

[0224] 51 定子

[0225] 51u～51w 电枢线圈

[0226] 52 转子

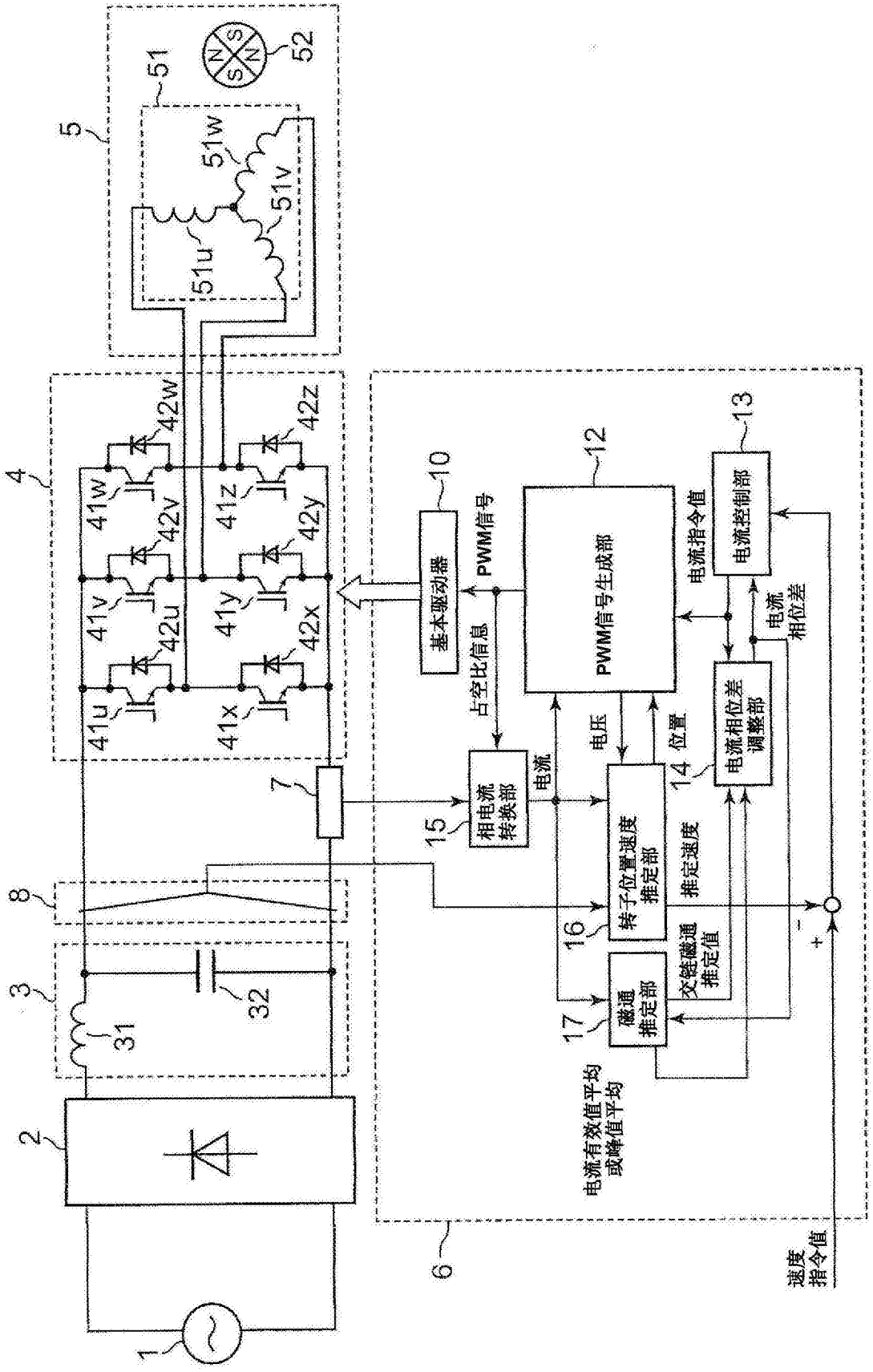

1
2
3
31
32
4
41u
41v
41w
41x
41y
41z
42u
42v
42w
42x
42y
42z
5
51
51u
51v
51w
52
N
S
6
7
8
10
基本驱动器
PWM信号
占空比信息
12
PWM信号生成部
电流指令值
13
电流控制部
电流
相电流转换部
15
电压
位置
14
电流相位差调整部
电流相位差
转子位置速度推定部
16
推定速度
交链磁通推定值
磁通推定部
17
电流有效值平均或峰值平均
速度指令值

图1

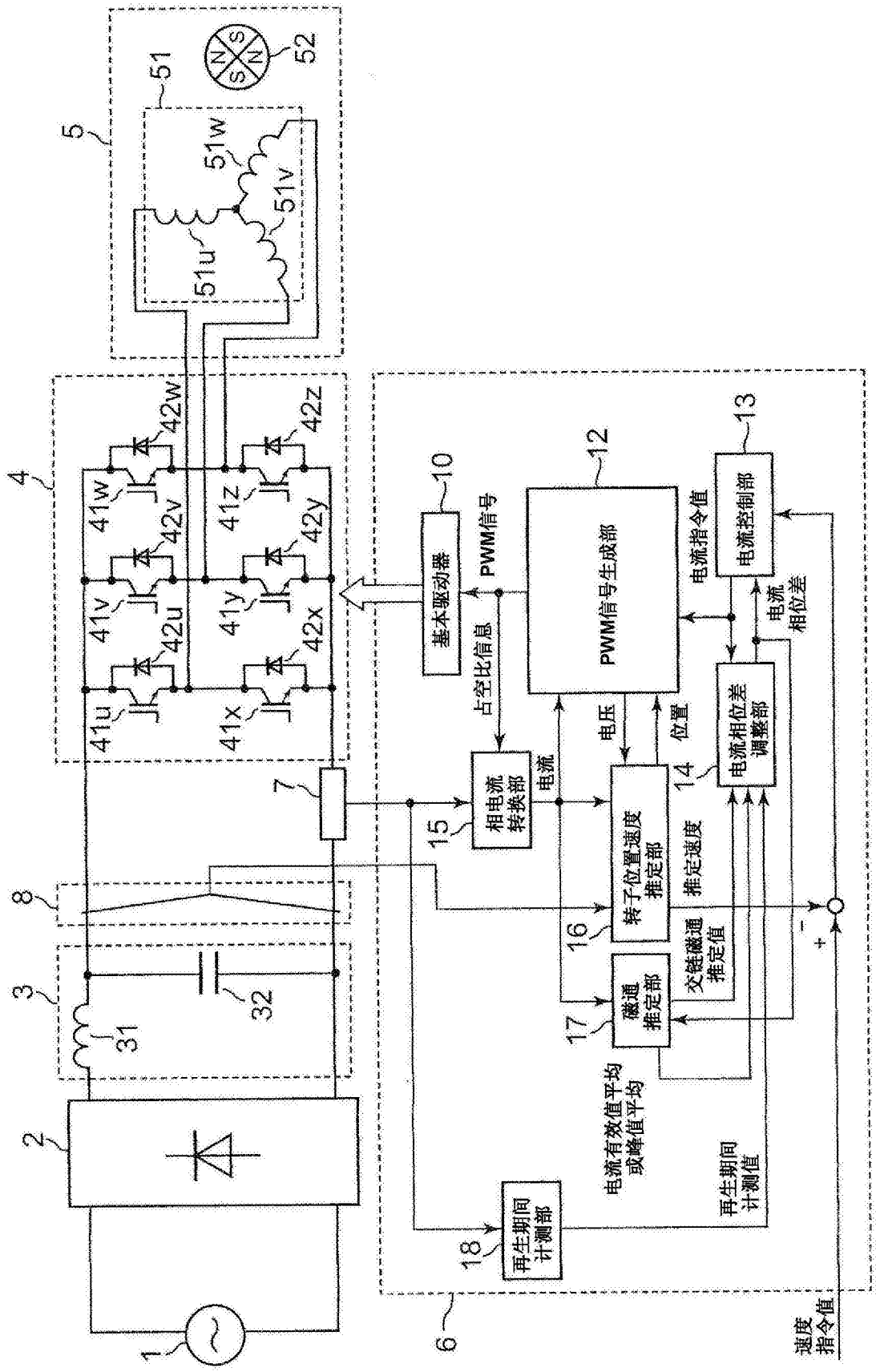

1
2
3
31
32
4
41u
41v
41w
41x
41y
41z
42u
42v
42w
42x
42y
42z
5
51
51u
51v
51w
52
6
7
8
10
基本驱动器
PWM信号
占空比信息
12
PWM信号生成部
电流指令值
13
电流控制部
电流
相位差
电压
位置
14
电流相位差
调整部
15
相电流
转换部
电流
16
转子位置速度
推定部
推定速度
交链磁通
推定值
17
磁通
推定部
电流有效值平均
或峰值平均
18
再生期间
计测部
再生期间
计测值
速度
指令值
+
-

图2

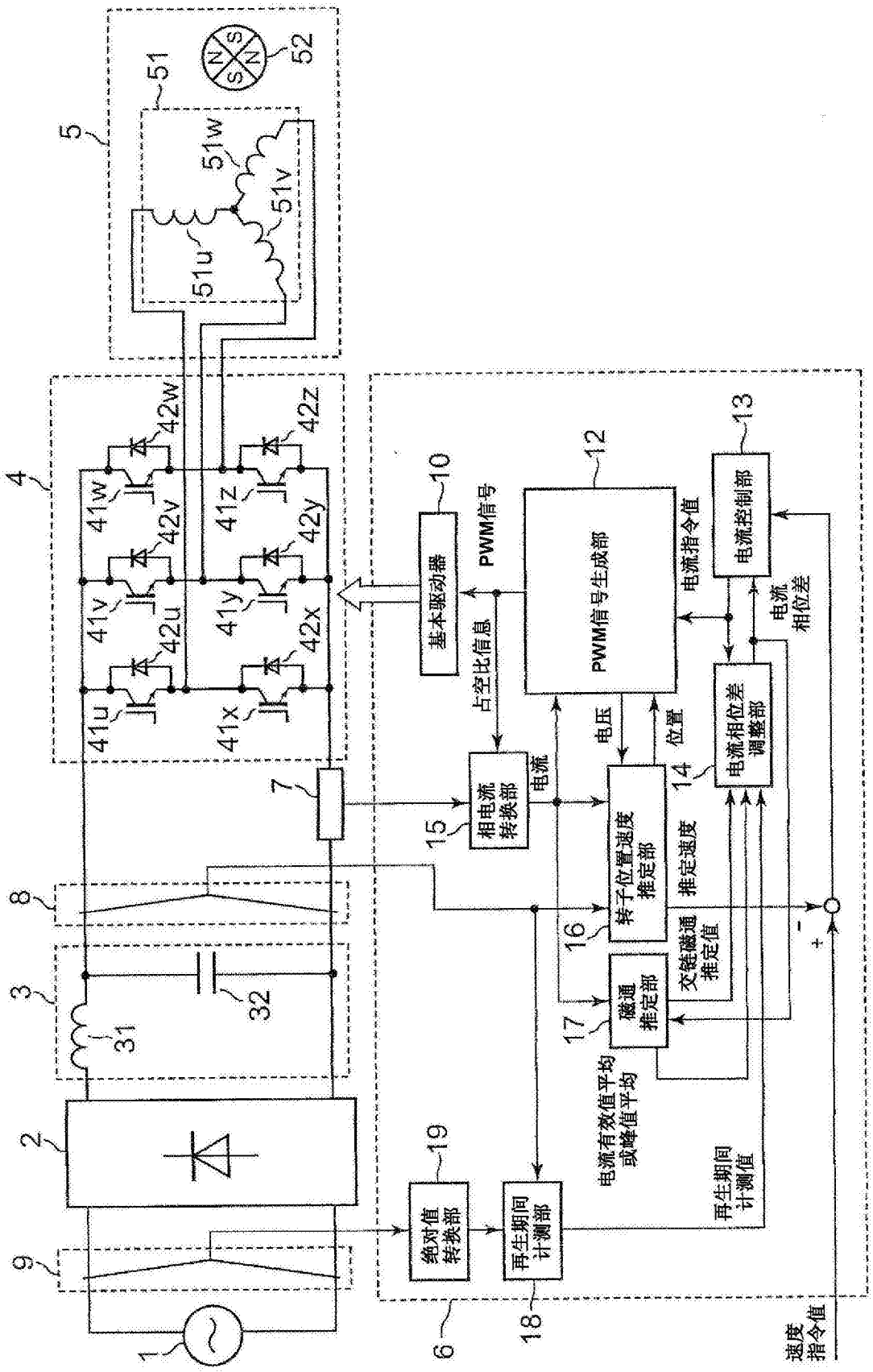

5
51
52
51w
51v
51u
4
42w
42z
41w
42v
41z
42y
41v
42u
41y
42x
41u
41x
7
8
3
31
32
2
9
1
6
18
10
基本驱动器
PWM信号
占空比信息
12
PWM信号生成部
电流指令值
13
电流控制部
电流
相位差
电压
位置
15
相电流转换部
电流
14
电流相位差调整部
转子位置速度推定部
推定速度
16
交链磁通推定值
磁通推定部
17
电流有效值平均或峰值平均
19
绝对值转换部
再生期间计测部
再生期间计测值
速度指令值

图3

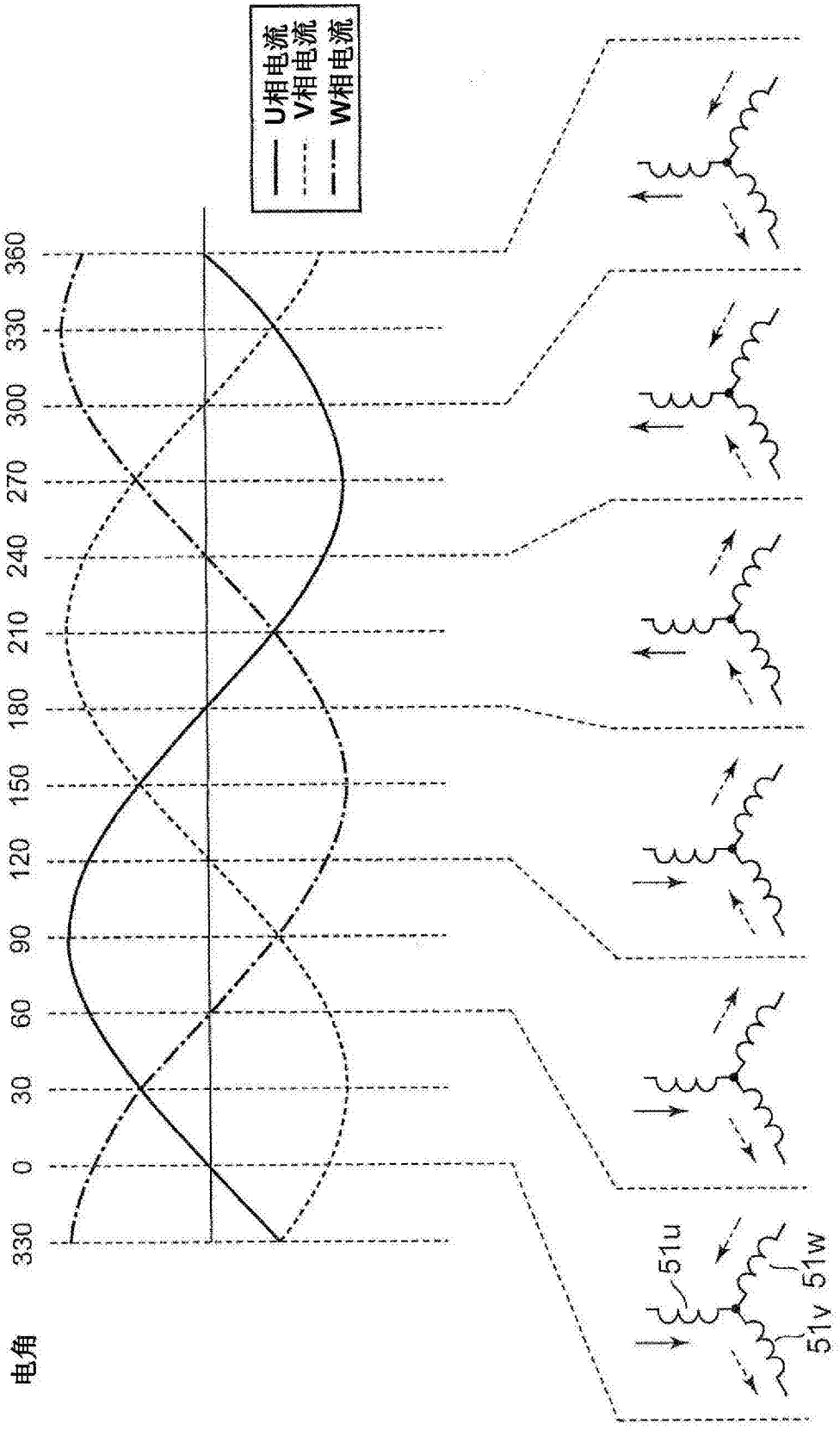

U相电流
V相电流
W相电流
360
330
300
270
240
210
180
150
120
90
60
30
0
330
电角
51u
51w
51v

图4

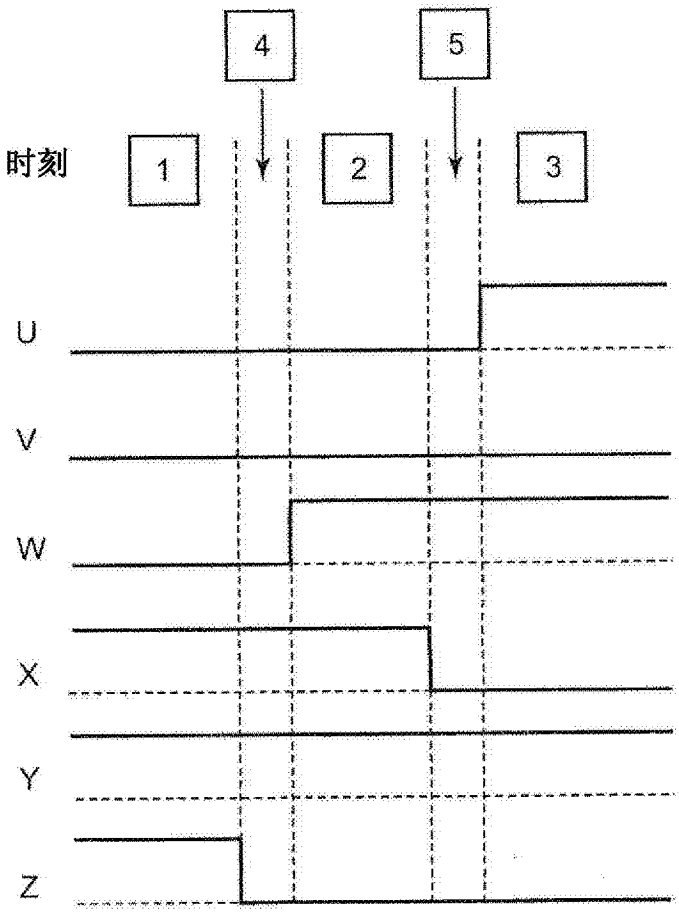


图5

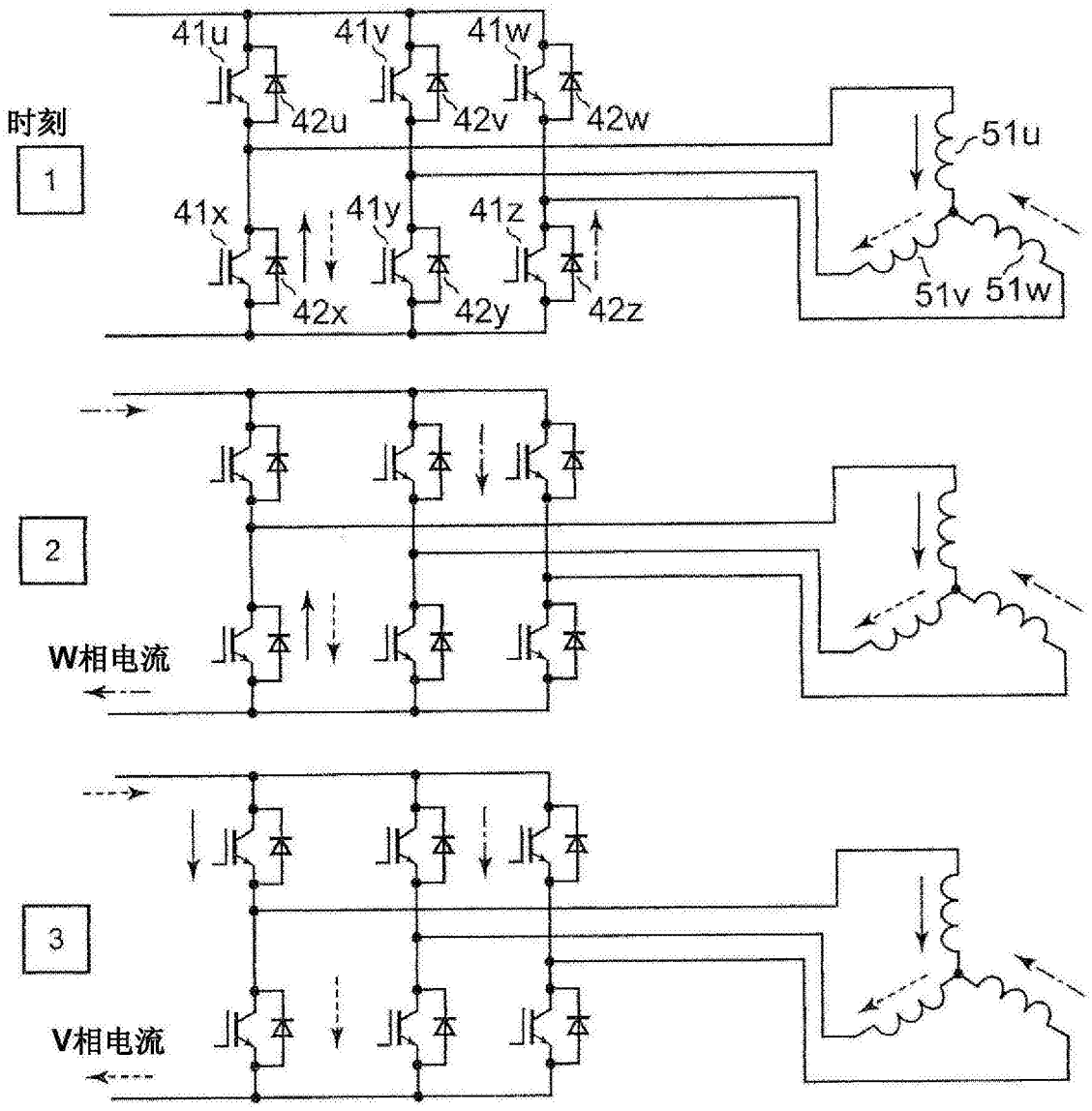

时刻
1
2
3
41u
41v
41w
42u
42v
42w
41x
41y
41z
42x
42y
42z
51u
51v
51w
W相电流
V相电流

图6

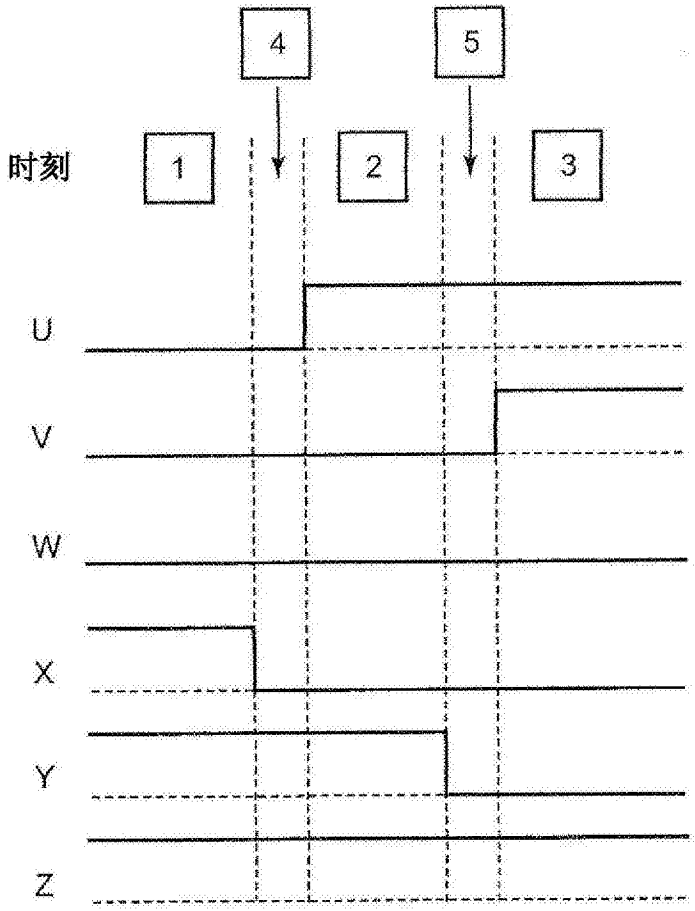


图7

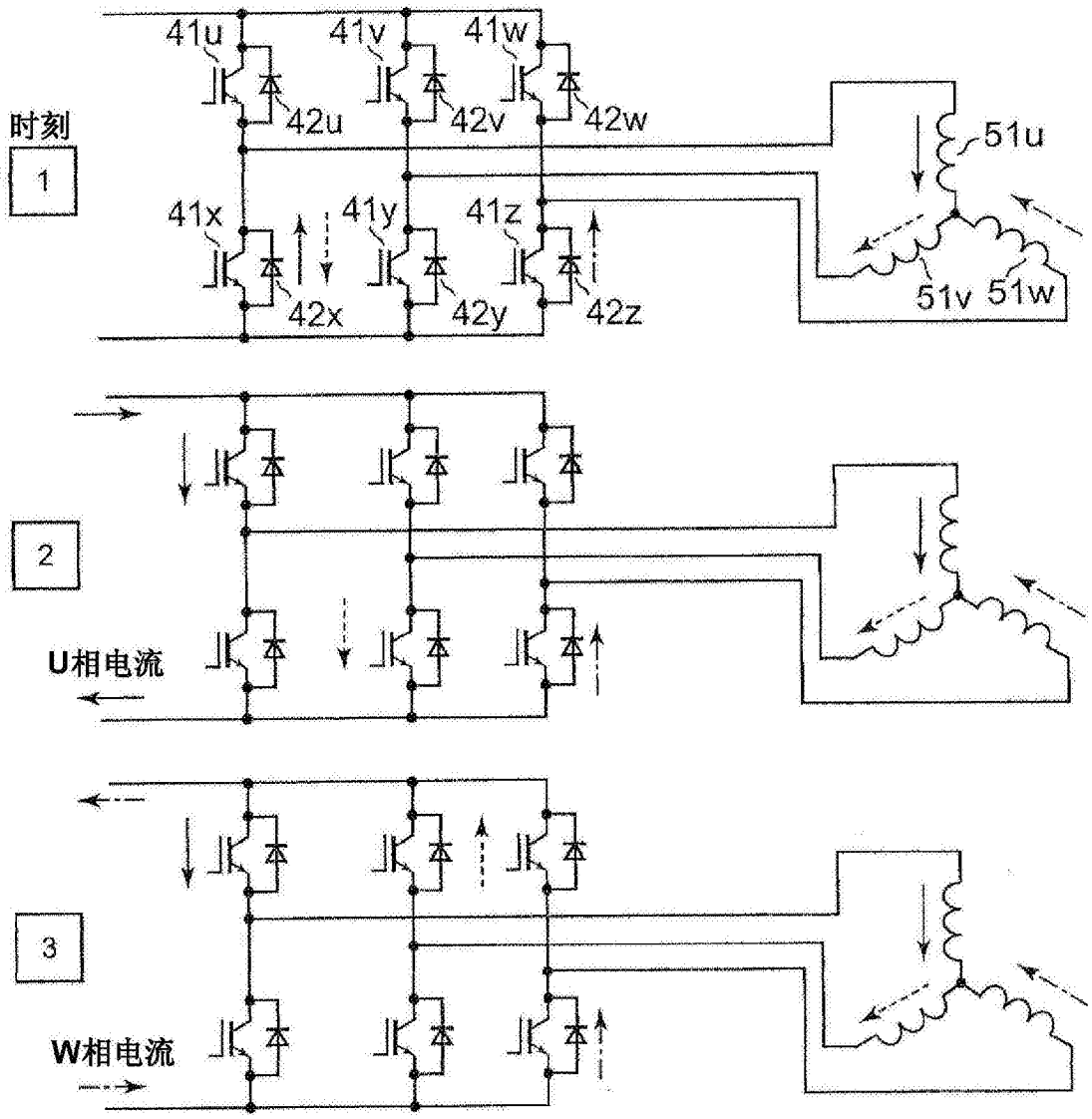

41u
41v
41w
42u
42v
42w
时刻
1
41x
41y
41z
42x
42y
42z
51u
51v
51w
2
U相电流
3
W相电流

图8

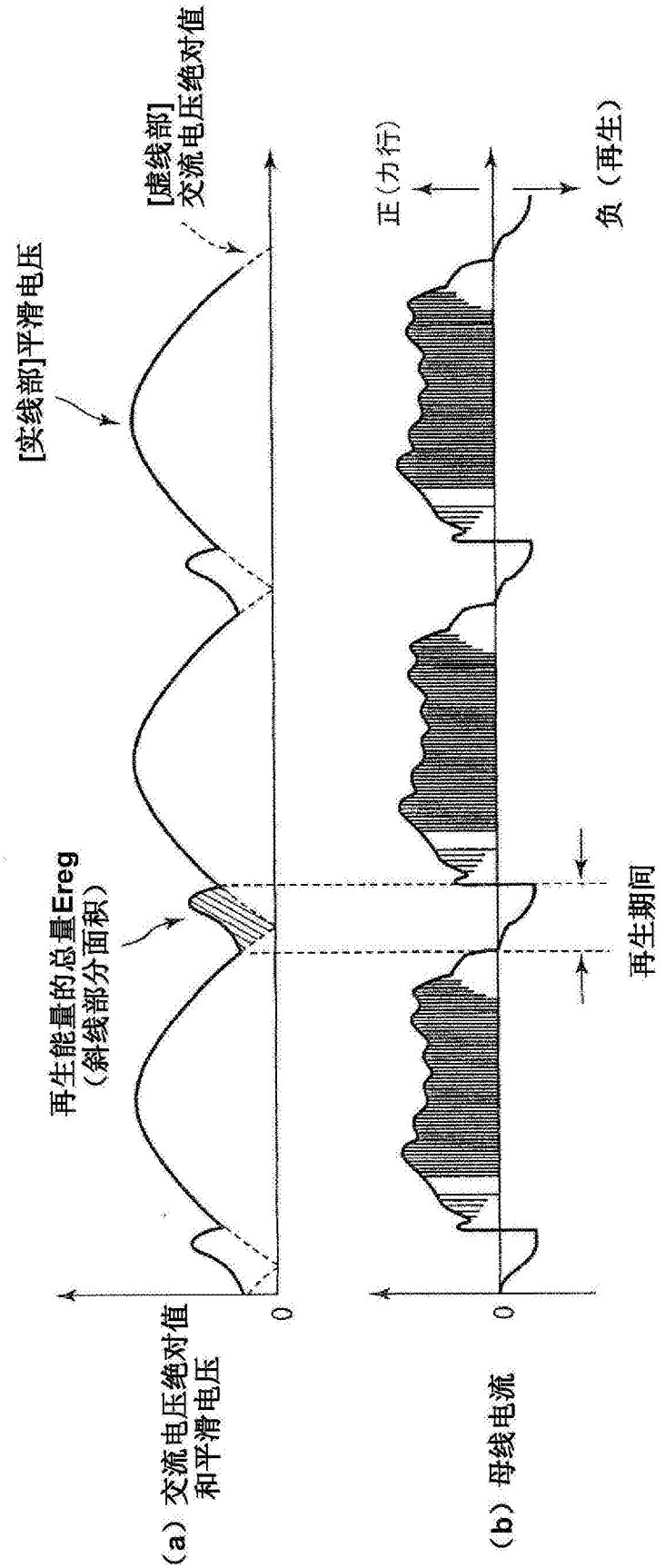

[虚线部]
交流电压绝对值
[实线部]平滑电压
再生能量的总量Ereg
（斜线部分面积）
0
（a）交流电压绝对值
和平滑电压
正（力行）
负（再生）
再生期间
0
（b）母线电流

图9

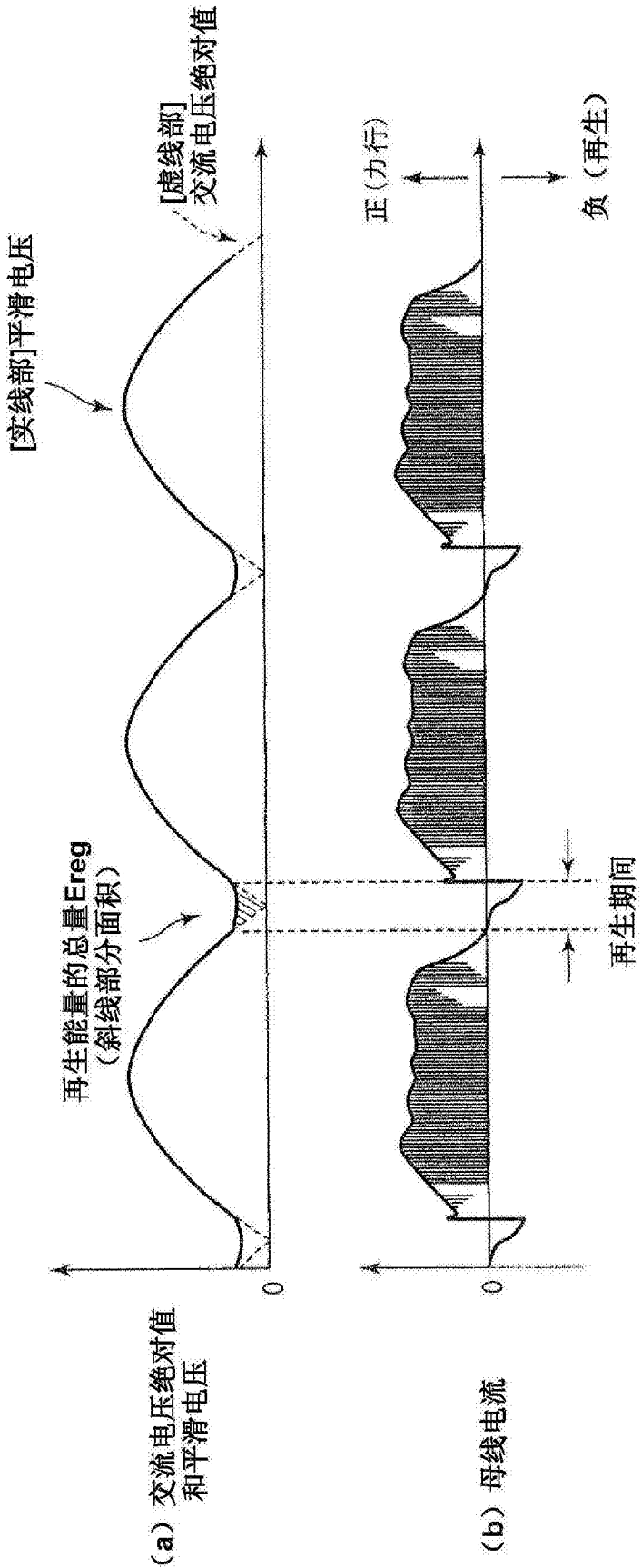

[虚线部]
交流电压绝对值
[实线部]平滑电压
再生能量的总量Ereg
（斜线部分面积）
0
（a）交流电压绝对值
和平滑电压
正（力行）
负（再生）
再生期间
0
（b）母线电流

图10

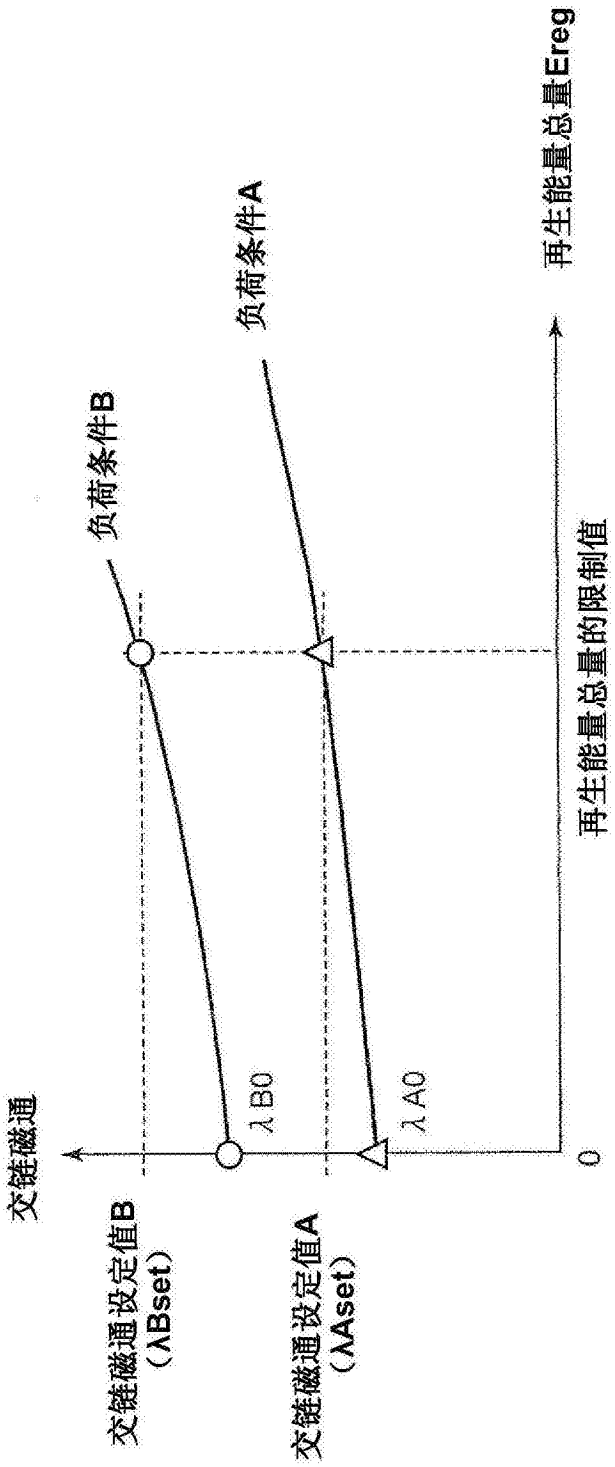

交链磁通
负荷条件B
负荷条件A
再生能量总量Ereg
λ B0
λ A0
0
交链磁通设定值B
(λBset)
交链磁通设定值A
(λAset)
再生能量总量的限制值

图11

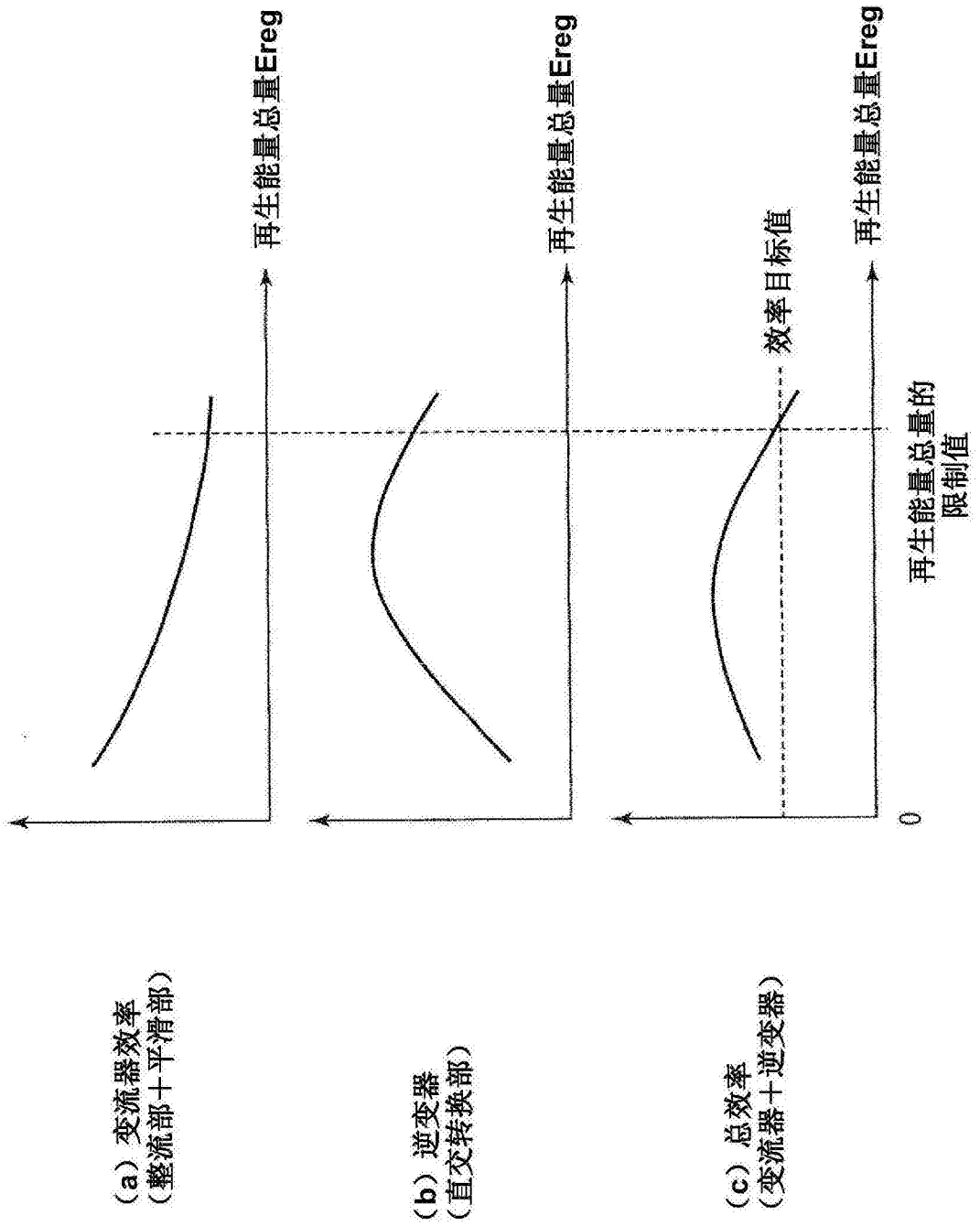

再生能量总量Ereg
再生能量总量Ereg
效率目标值
再生能量总量Ereg
再生能量总量的
限制值
0
(a) 变流器效率
(整流部+平滑部)
(b) 逆变器
(直交转换部)
(c) 总效率
(变流器+逆变器)

图12

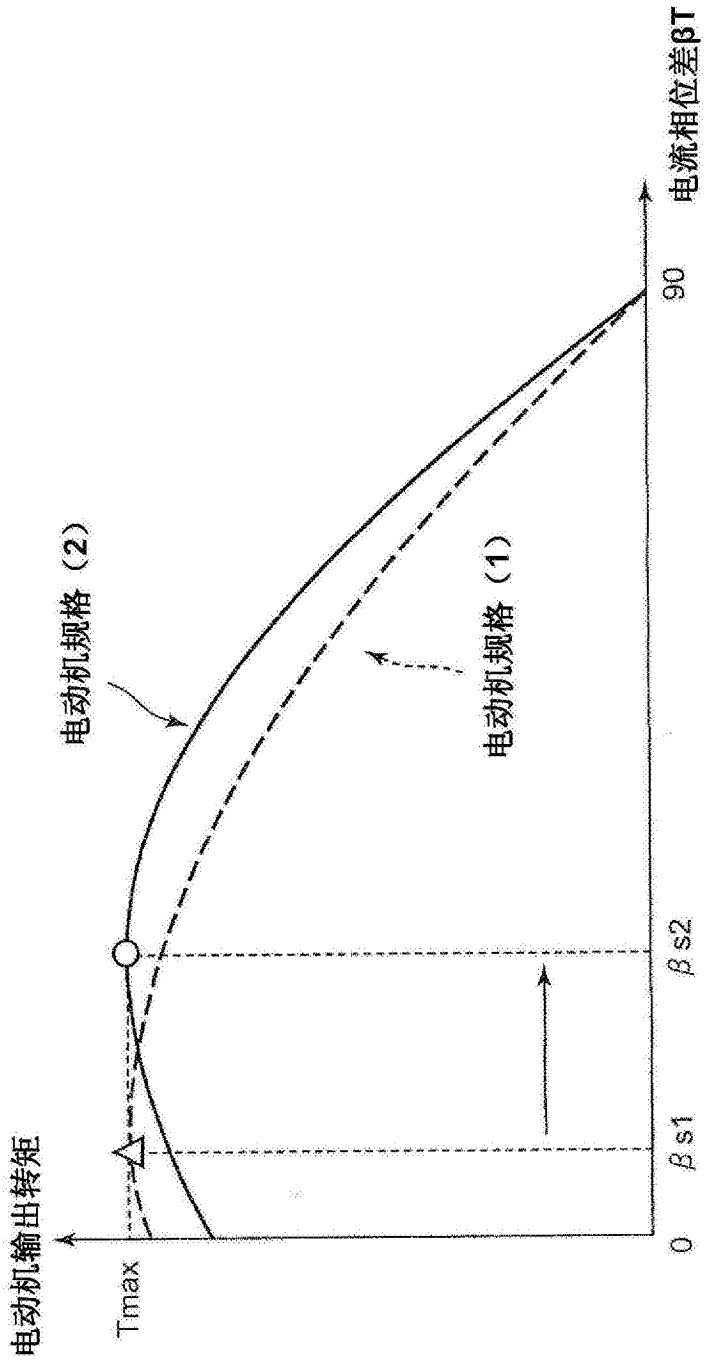


图13

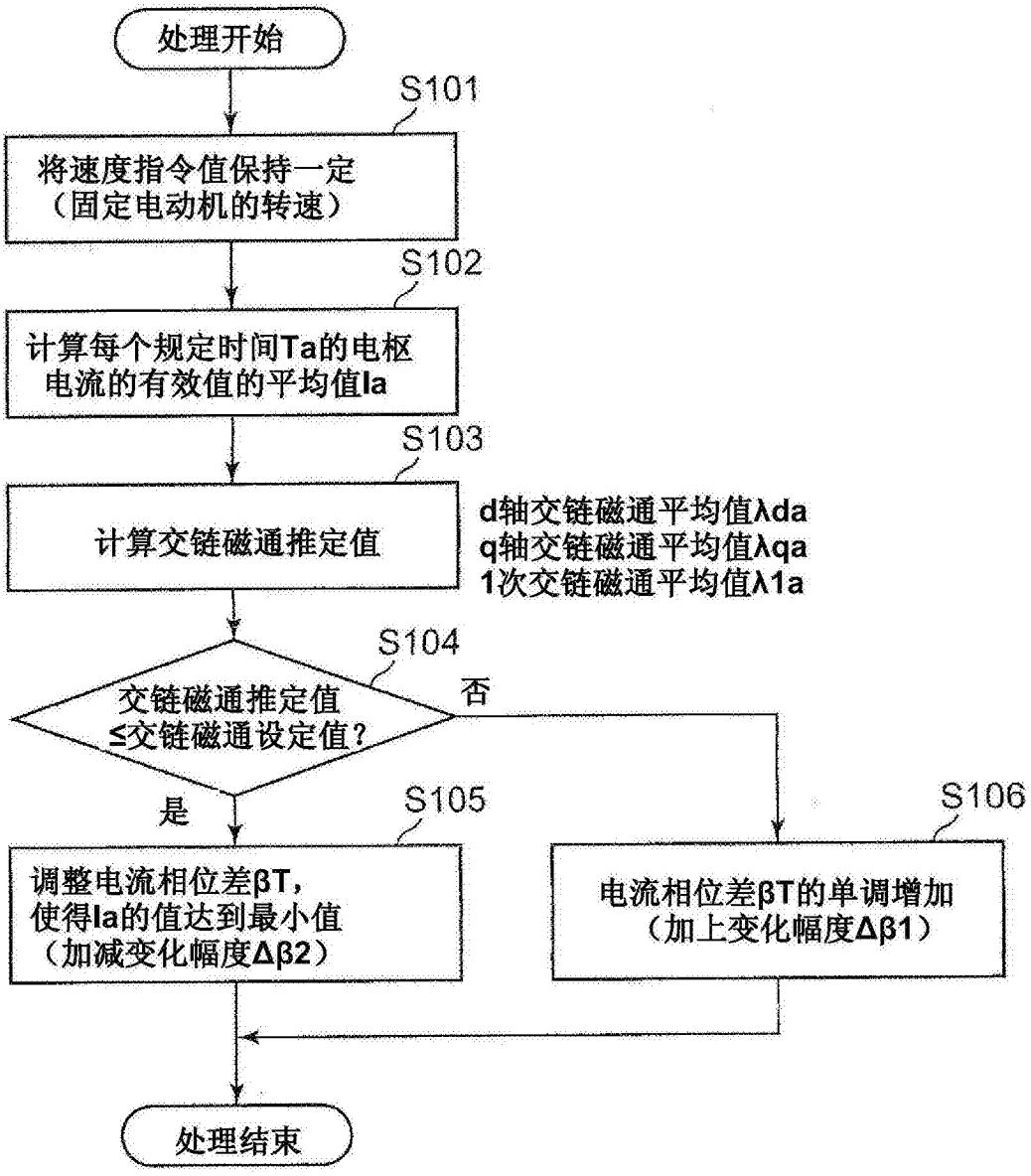

处理开始
S101
将速度指令值保持一定
（固定电动机的转速）
S102
计算每个规定时间Ta的电枢
电流的有效值的平均值Ia
S103
计算交链磁通推定值
d轴交链磁通平均值λda
q轴交链磁通平均值λqa
1次交链磁通平均值λ1a
S104
交链磁通推定值
≤交链磁通设定值？
否
是
S105
调整电流相位差βT，
使得Ia的值达到最小值
（加减变化幅度Δβ2）
S106
电流相位差βT的单调增加
（加上变化幅度Δβ1）
处理结束

图14

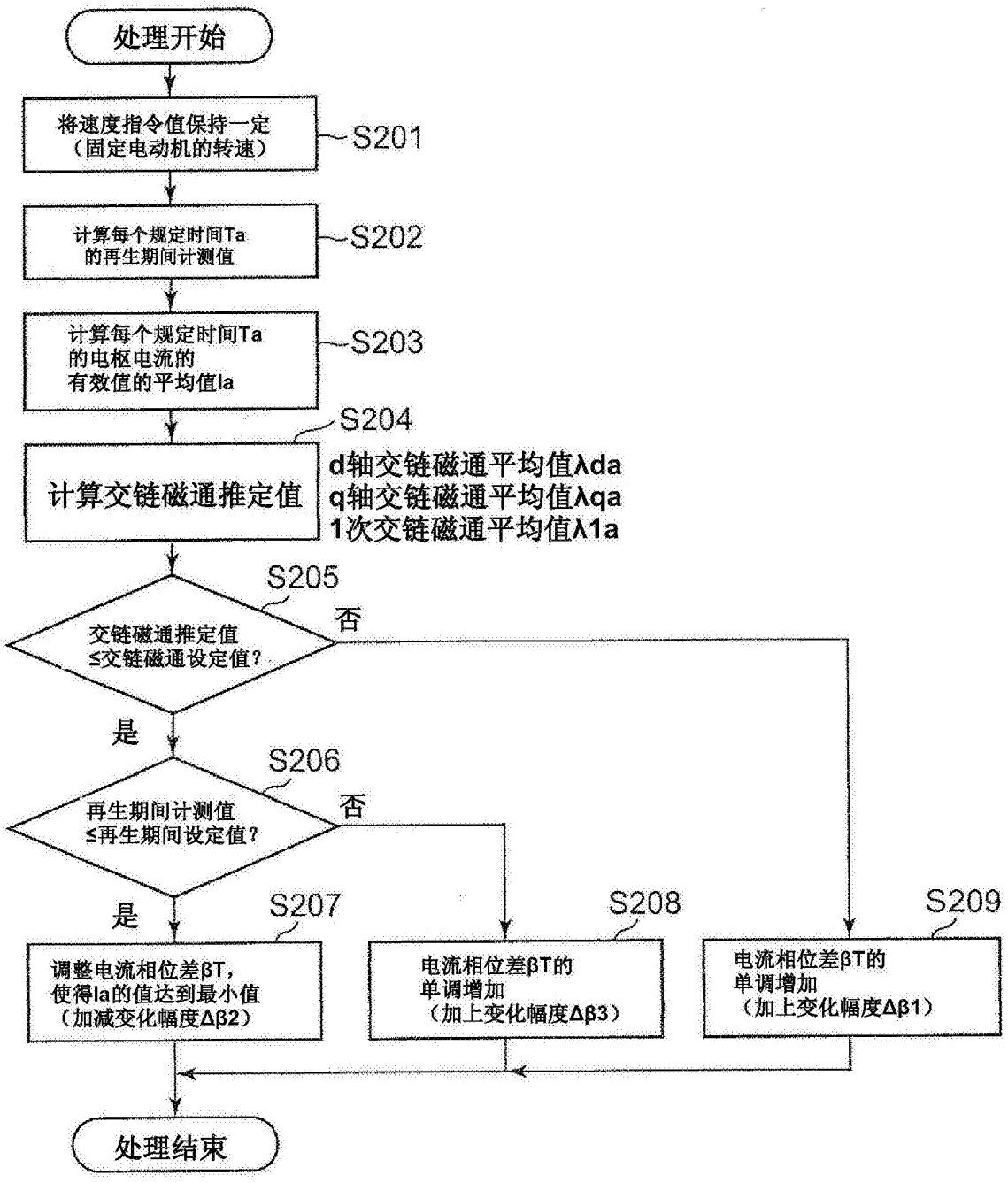

处理开始
将速度指令值保持一定
（固定电动机的转速）
S201
计算每个规定时间Ta
的再生期间计测值
S202
计算每个规定时间Ta
的电枢电流的
有效值的平均值Ia
S203
S204
计算交链磁通推定值
d轴交链磁通平均值λda
q轴交链磁通平均值λqa
1次交链磁通平均值λ1a
S205
交链磁通推定值
≤交链磁通设定值？
否
是
S206
再生期间计测值
≤再生期间设定值？
否
是
S207
调整电流相位差βT，
使得Ia的值达到最小值
（加减变化幅度Δβ2）
S208
电流相位差βT的
单调增加
（加上变化幅度Δβ3）
S209
电流相位差βT的
单调增加
（加上变化幅度Δβ1）
处理结束

图15

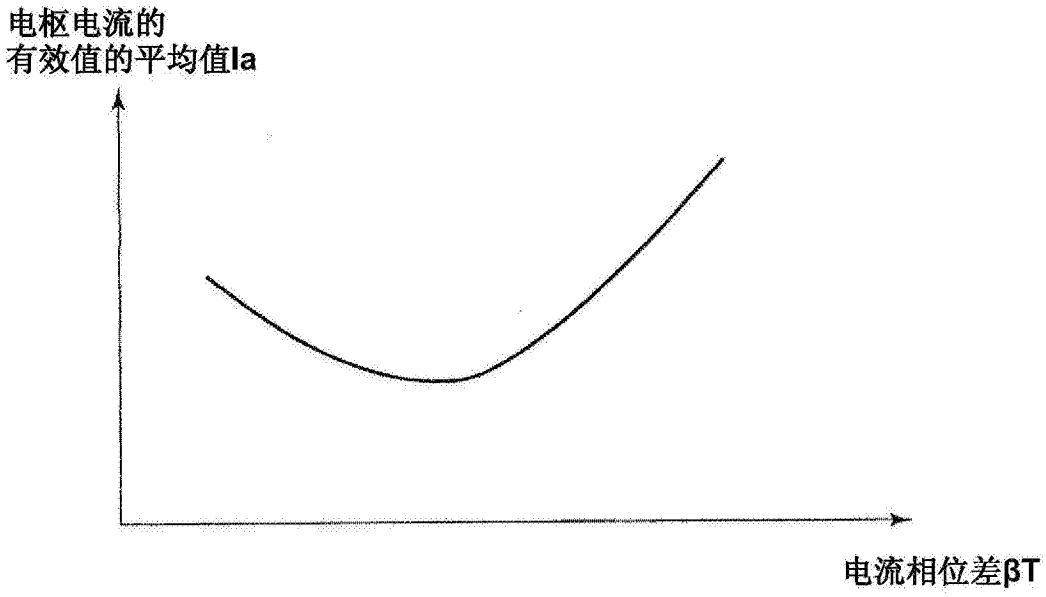


图16