



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107660325 B

(45)授权公告日 2020.02.28

(21)申请号 201580079241.2

(22)申请日 2015.04.27

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107660325 A

(43)申请公布日 2018.02.02

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2017.10.26

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2015/062644 2015.04.27

(87)PCT国际申请的公布数据
W02016/174702 JA 2016.11.03

(73)专利权人 三菱电机株式会社
地址 日本东京

(72)发明人 森辰也 中嶋俊介 家造坊勋

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 熊风 胡秋瑾

(51)Int.Cl.
H02P 6/08(2016.01)
H02P 27/06(2006.01)

(56)对比文件
CN 102113204 A,2011.06.29,
JP 2006141123 A,2006.06.01,
US 2013249454 A1,2013.09.26,
CN 103944475 A,2014.07.23,

审查员 贾贺帅

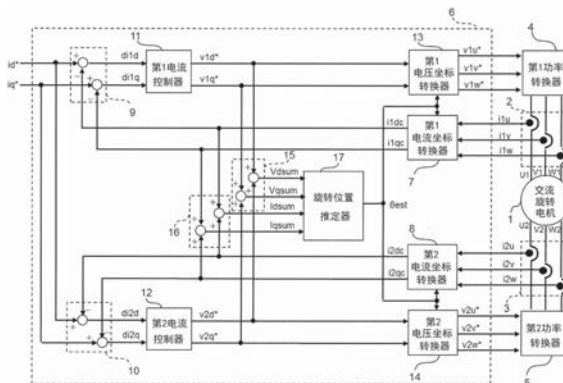
权利要求书3页 说明书24页 附图14页

(54)发明名称

交流旋转电机的控制装置及电动助力转向装置

(57)摘要

本发明的交流旋转电机的控制装置在将N设为2以上的自然数时,对具有N组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定以作为推定旋转位置,其包括:电压和运算器,该电压和运算器根据用于将交流电压分别施加至N组三相绕组的N组电压指令来运算电压和;电流和运算器,该电流和运算器根据分别流过N组三相绕组的N组电流来运算电流和;以及旋转位置推定器,该旋转位置推定器基于电压和运算器及电流和运算器各自的运算结果,来运算推定旋转位置。



1. 一种交流旋转电机的控制装置, 在将N设为2以上的自然数时对具有N组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定以作为推定旋转位置, 其特征在于, 包括:

电流检测器, 该电流检测器检测分别流过N组三相绕组的N组电流并输出;

控制器, 该控制器基于对所述交流旋转电机的控制指令以及从所述电流检测器输入的所述N组电流, 来运算分别针对所述N组三相绕组的N组电压指令并输出; 以及

功率转换器, 该功率转换器基于所输入的所述N组电压指令, 来分别向所述N组三相绕组施加交流电压,

所述控制器具有:

电压和运算器, 该电压和运算器根据所输入的所述N组电压指令来运算电压和并输出;

电流和运算器, 该电流和运算器根据所输入的所述N组电流来运算电流和并输出; 以及

旋转位置推定器, 该旋转位置推定器基于所输入的所述电压和以及所输入的所述电流和, 来运算所述推定旋转位置,

所述电压和运算器运算将所述N组电压指令的任一个设为N倍后得到的值以作为所述电压和,

所述电流和运算器运算分别将所述N组电流相加后得到的值以作为所述电流和。

2. 一种交流旋转电机的控制装置, 在将N设为2以上的自然数时对具有N组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定以作为推定旋转位置, 其特征在于, 包括:

电流检测器, 该电流检测器检测分别流过N组三相绕组的N组电流并输出;

控制器, 该控制器基于对所述交流旋转电机的控制指令以及从所述电流检测器输入的所述N组电流, 来运算分别针对所述N组三相绕组的N组电压指令并输出; 以及

功率转换器, 该功率转换器基于所输入的所述N组电压指令, 来分别向所述N组三相绕组施加交流电压,

所述控制器具有:

电压和运算器, 该电压和运算器根据所输入的所述N组电压指令来运算电压和并输出;

电流和运算器, 该电流和运算器根据所输入的所述N组电流来运算电流和并输出; 以及

旋转位置推定器, 该旋转位置推定器基于所输入的所述电压和以及所输入的所述电流和, 来运算所述推定旋转位置,

所述电压和运算器运算分别将所述N组电压指令相加后得到的值以作为所述电压和,

所述电流和运算器运算将所述N组电流的任一个设为N倍后得到的值以作为所述电流和。

3. 如权利要求1或2所述的交流旋转电机的控制装置, 其特征在于,

所述控制器具有:

电流坐标转换器, 该电流坐标转换器基于所述推定旋转位置将所输入的所述N组电流坐标转换到两个旋转轴上, 从而运算分别流过所述N组三相绕组的N组d轴电流及N组q轴电流并进行输出;

电流控制器, 该电流控制器基于对所述交流旋转电机的控制指令以及所输入的所述N组d轴电流及所述N组q轴电流, 运算并输出N组d轴电压指令及N组q轴电压指令, 以作为所述N组电压指令; 以及

电压坐标转换器, 该电压坐标转换器基于所述推定旋转位置将所输入的所述N组d轴电

压指令及所述N组q轴电压指令坐标转换到三相静止坐标轴上,从而运算N组三相电压指令并进行输出,

所述电压和运算器分别根据所述N组d轴电压指令运算d轴电压和,根据所述N组q轴电压指令运算q轴电压和,以作为所述电压和,

所述电流和运算器分别根据所述N组d轴电流运算d轴电流和,根据所述N组q轴电流运算q轴电流和,以作为所述电流和。

4. 如权利要求1或2所述的交流旋转电机的控制装置,其特征在于,

所述N为2,

所述交流旋转电机具有第1三相绕组及第2三相绕组以作为2组三相绕组,

所述电流检测器构成为包括:

第1电流检测器,该第1电流检测器检测流过所述第1三相绕组的第1三相绕组电流;以及

第2电流检测器,该第2电流检测器检测流过所述第2三相绕组的第2三相绕组电流,

所述控制器基于对所述交流旋转电机的控制指令、以及作为2组电流输入的所述第1三相绕组电流及所述第2三相绕组电流,来运算对所述第1三相绕组的第1三相电压指令以及对所述第2三相绕组的第2三相电压指令,

所述功率转换器构成为包括:

第1功率转换器,该第1功率转换器基于所输入的所述第1三相电压指令对所述第1三相绕组施加所述交流电压;以及

第2功率转换器,该第2功率转换器基于所输入的所述第2三相电压指令对所述第2三相绕组施加所述交流电压。

5. 如权利要求3所述的交流旋转电机的控制装置,其特征在于,

所述N为2,

所述交流旋转电机具有第1三相绕组及第2三相绕组以作为2组三相绕组,

所述电流检测器构成为包括:

第1电流检测器,该第1电流检测器检测流过所述第1三相绕组的第1三相绕组电流;以及

第2电流检测器,该第2电流检测器检测流过所述第2三相绕组的第2三相绕组电流,

所述控制器基于对所述交流旋转电机的控制指令、以及作为2组电流输入的所述第1三相绕组电流及所述第2三相绕组电流,来运算对所述第1三相绕组的第1三相电压指令以及对所述第2三相绕组的第2三相电压指令,

所述功率转换器构成为包括:

第1功率转换器,该第1功率转换器基于所输入的所述第1三相电压指令对所述第1三相绕组施加所述交流电压;以及

第2功率转换器,该第2功率转换器基于所输入的所述第2三相电压指令对所述第2三相绕组施加所述交流电压。

6. 如权利要求4所述的交流旋转电机的控制装置,其特征在于,

在将n设为4以上的自然数时,

所述控制器运算所述第1三相电压指令及所述第2三相电压指令,以使得所述第1三相

电压指令的相位与所述第2三相电压指令的相位相互错开 $(180/n)$ 度。

7. 如权利要求4所述的交流旋转电机的控制装置,其特征在于,
所述交流旋转电机为永磁体同步旋转电机,
在将 n 设为4以上的自然数、将 m 设为自然数时,
所述第1三相绕组与所述第2三相绕组具有 $(180/n)$ 度的相位差,
所述交流旋转电机进行旋转,从而在所述第1三相绕组中感应出的第1三相感应电压与在所述第2三相绕组中感应出的第2三相感应电压中分别包含 $(n \times m \pm 1)$ 次谐波分量。

8. 如权利要求4所述的交流旋转电机的控制装置,其特征在于,
所述第1三相绕组与所述第2三相绕组互相磁耦合。

9. 一种电动助力转向装置,其特征在于,包括:
权利要求1至8的任一项所述的交流旋转电机的控制装置;
转矩检测器,该转矩检测器检测转向转矩;以及
控制指令运算器,该控制指令运算器基于所述转矩检测器所检测出的所述转向转矩来运算对所述交流旋转电机的控制指令,以使得所述交流旋转电机产生对转向转矩进行辅助的转矩。

交流旋转电机的控制装置及电动助力转向装置

技术领域

[0001] 本发明涉及对交流旋转电机的旋转位置进行推定的交流旋转电机的控制装置以及具备该交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置。

背景技术

[0002] 为了高精度地控制交流旋转电机的旋转动作,需要与交流旋转电机的旋转位置、及流过交流旋转电机的绕组的电流相关的信息。另外,交流旋转电机的旋转位置有时通过另外设置于交流旋转电机的旋转位置传感器来获得。

[0003] 然而,在交流旋转电机另外设置有旋转位置传感器的情况下,从削减成本、节省空间以及提高可靠性的观点来看,弊端较大。因此,为了省略旋转位置传感器以实现无传感器化,要求具有旋转位置推定功能。

[0004] 另外,在旋转位置传感器发生了故障的情况下,通过构成为使用推定得到的旋转位置来控制交流旋转电机,从而在旋转位置传感器发生了故障的情况下,也能继续交流旋转电机的运行。因此,为了应对旋转位置传感器发生了故障的情况,也要求具有旋转位置推定功能。

[0005] 因此,以往利用同步电动机的感应电压依赖于旋转位置这一情况,使用施加至同步电动机的电压、流过同步电动机的电流以及同步电动机的电气常数,来推定旋转位置(例如参照专利文献1、非专利文献1以及非专利文献2等)。另外,专利文献1、非专利文献1以及非专利文献2中记载的旋转位置推定方式被称为“感应电压方式”,被广为熟知。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本专利第4672236号公报

[0009] 非专利文献

[0010] 非专利文献1:竹下隆晴等著、“速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御”(基于速率电动势推定的无传感器凸极型无刷DC电动机控制) T. IEEJapan, Vol. 117-D, No. 1, 1997年发行、第98~104页

[0011] 非专利文献2:市川真士等著、“回転座標系での拡張誘起電圧推定によるIPMSMのセンサレス制御”(基于旋转坐标系中的扩张感应电压推定的IPMSM的无传感器控制)、平成13年电气学会全国大会演讲论文集4、2001年发行、第1401~1402页

发明内容

[0012] 发明所要解决的技术问题

[0013] 此处,被称为“感应电压方式”的旋转位置推定方式下,如上所述,需要与施加至同步电动机的电压、流过同步电动机的电流以及同步电动机的电气常数有关的信息。

[0014] 然而,第一,在同步电动机的实际的电气常数与感应电压方式中使用的电气常数之间产生误差的情况下,在同步电动机的实际的旋转位置与感应电压方式中推定出的旋转

位置之间会产生误差。

[0015] 第二,在施加至同步电动机的实际的电压与感应电压方式中使用的电压之间产生误差的情况下,在同步电动机的实际的旋转位置与感应电压方式中推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0016] 此外,由于另外设置检测施加至同步电动机的电压的传感器会导致成本上升,因此不用传感器来检测施加至同步电动机的电压。因此,在感应电压方式下,大多使用与施加至同步电动机的电压相对应的电压指令来推定旋转位置。因此,对于施加至同步电动机的实际的电压与电压指令之间的误差,尤其是因功率转换器的死区时间而造成的误差常常成为问题。

[0017] 第三,在流过同步电动机的实际的电流与感应电压方式中使用的电流之间产生误差的情况下,在同步电动机的实际的旋转位置与感应电压方式中推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0018] 由此,在感应电压方式中使用的同步电动机的电气常数、电压及电流等物理量相对于同步电动机的实际的物理量产生误差的情况下,在同步电动机的实际的旋转位置与感应电压方式中推定出的旋转位置之间会产生误差。其结果是,同步电动机的控制性能下降。

[0019] 另外,在具有多组的三相绕组的交流旋转电机中,考虑基于与多组中的一组三相绕组相对应的物理量,以感应电压方式来推定旋转位置。该情况下,在该一组三相绕组所对应的实际的物理量与感应电压方式中使用的物理量之间产生误差的情况下,在同步电动机的实际的旋转位置与感应电压方式中推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0020] 另外,在具有多组的三相绕组的交流旋转电机中,考虑如下情况:基于与多组中的各组三相绕组相对应的物理量,以感应电压方式来对每组的旋转位置进行推定,并将对每组进行推定而得到的旋转位置的平均值作为最终推定出的旋转位置。该情况下,对每组进行推定而得到的旋转位置的误差被平均化,因此最终推定出的旋转位置相对于交流旋转电机的实际的旋转位置,其误差得到降低。然而,需要实施用于对每组推定旋转位置的旋转位置运算。因此,旋转位置运算的运算量根据交流旋转电机的三相绕组的组数而增加,其结果是,难以将旋转位置推定功能安装至低价的微机。

[0021] 本发明为解决上述问题而得以完成,其目的在于得到一种交流旋转电机的控制装置及具备该交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置,该交流旋转电机的控制装置与以往相比能更高精度地推定具有多组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置,并能容易将旋转位置推定功能安装至低价的微机。

[0022] 解决技术问题所采用的技术方案

[0023] 本发明中的交流旋转电机的控制装置在将N设为2以上的自然数时对具有N组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定以作为推定旋转位置,该交流旋转电机的控制装置包括:电流检测器,该电流检测器对分别流过N组三相绕组的N组电流进行检测并输出;控制器,该控制器基于对交流旋转电机的控制指令以及从电流检测器输入的N组电流,运算分别针对N组三相绕组的N组电压指令并输出;以及功率转换器,该功率转换器基于所输入的N组电压指令,分别向N组三相绕组施加交流电压,控制器具有:电压和运算器,该电压和运算器根据所输入的N组电压指令来运算电压和并进行输出;电流和运算器,该电流和运算器根据所输入的N组电流来运算电流和并进行输出;以及旋转位置推定器,该旋转位置推定器基

于所输入的电压和以及所输入的电流和,来运算推定旋转位置。

[0024] 本发明中的电动助力转向装置包括:交流旋转电机的控制装置;转矩检测器,该转矩检测器检测转向转矩;以及控制指令运算器,该控制指令运算器基于转矩检测器所检测出的转向转矩来运算对交流旋转电机的控制指令,以使得交流旋转电机产生对转向转矩进行辅助的转矩。

[0025] 发明效果

[0026] 根据本发明,本发明中的交流旋转电机的控制装置在将N为2设以上的自然数时对具有N组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定以作为推定旋转位置,该交流旋转电机的控制装置构成为包括:电压和运算器,该电压和运算器根据用于分别对N组三相绕组施加交流电压的N组电压指令来运算电压和;电流和运算器,该电流和运算器根据分别流过N组三相绕组的N组电流来运算电流和;以及旋转位置推定器,该旋转位置推定器基于电压和运算器及电流和运算器各自的运算结果,来运算推定旋转位置。由此,本发明能够得到一种交流旋转电机的控制装置及具备该交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置,该交流旋转电机的控制装置与以往相比能更高精度地推定具有多组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置,并能容易地将旋转位置推定功能安装至低价的微机。

附图说明

[0027] 图1是表示本发明实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0028] 图2是表示图1的交流旋转电机的第1三相绕组的结构图。

[0029] 图3是表示图1的交流旋转电机的第2三相绕组的结构图。

[0030] 图4是用于比较本发明实施方式1中的交流旋转电机的控制装置所推定出的旋转位置与以现有的感应电压方式推定出的旋转位置的说明图。

[0031] 图5是表示本发明实施方式2中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0032] 图6是表示本发明实施方式3中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0033] 图7是表示本发明实施方式4中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0034] 图8是分别表示本发明实施方式4中第1三相电压指令与第2三相电压指令相位错开30度时的第1三相绕组电流、第2三相绕组电流、及第1三相绕组电流与第2三相绕组电流之和的波形图。

[0035] 图9是表示本发明实施方式5中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0036] 图10是表示图9的交流旋转电机的第1三相绕组的结构图。

[0037] 图11是表示图9的交流旋转电机的第2三相绕组的结构图。

[0038] 图12是表示图9的交流旋转电机的第1三相绕组中感应出的第1三相感应电压的波形图。

[0039] 图13是表示图9的交流旋转电机的第2三相绕组中感应出的第2三相感应电压的波形图。

[0040] 图14是表示将图12的第1三相感应电压坐标转换到d-q轴后得到的两个旋转轴上的第1dq轴感应电压的波形图。

[0041] 图15是表示将图13的第2三相感应电压坐标转换到d-q轴后得到的两个旋转轴上的第2dq轴感应电压的波形图。

[0042] 图16是表示图14的第1dq轴感应电压与图15的第2dq轴感应电压之和即dq轴感应电压和的波形图。

[0043] 图17是表示本发明的实施方式6中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。

[0044] 图18是表示图17的交流旋转电机的第1三相绕组的U相绕组及第2三相绕组的U相绕组的等效电路的电路图。

[0045] 图19是表示本发明的实施方式7中的电动助力转向装置的整体结构图。

具体实施方式

[0046] 下面,使用附图对本发明所涉及的交流旋转电机的控制装置及电动助力转向装置的优选实施方式进行说明。此外,在附图的说明中,对同一部分或相当部分标注同一标号,并省略重复说明。

[0047] 实施方式1

[0048] 图1是表示本发明的实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。图2是表示图1的交流旋转电机1的第1三相绕组的结构图。图3是表示图1的交流旋转电机1的第2三相绕组的结构图。此外,图1中也一并示出了本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的控制对象、即交流旋转电机1。

[0049] 如图1所示,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6。

[0050] 交流旋转电机1是同步旋转电机,作为2组三相绕组,具有第1三相绕组及第2三相绕组。具体而言,交流旋转电机1具有:由U相绕组U1、V相绕组V1及W相绕组W1构成的第1三相绕组;以及由U相绕组U2、V相绕组V2及W相绕组W2构成的第2三相绕组。另外,交流旋转电机1具有转子(未图示),该转子构成为通过永磁体或磁场绕组来产生磁场磁通。

[0051] 关于第1三相绕组及第2三相绕组,如图2及图3所示,U1相及U2相、V1相及V2相、W1相及W2相全部配置成相同相位。另外,若将由交流旋转电机1的转子产生的磁通的方向定义为d轴,将相比d轴电气角前进90度的方向定义为q轴,则如图2及图3所示,U相绕组U1与d轴所成的角度、及U相绕组U2与d轴所成的角度均为 θ 度。将该角度 θ 称为交流旋转电机的实际的旋转位置 θ 。

[0052] 此外,本实施方式1中,以交流旋转电机1是具有2组三相绕组的永磁体同步旋转电机的情况为例进行说明。然而,本发明也能适用于具有3组以上的三相绕组的永磁体同步旋转电机或磁场绕组式同步旋转电机。

[0053] 此处,第1三相绕组在d-q轴坐标上的电压方程式如以下式(1)所示,第2三相绕组在d-q轴坐标上的电压方程式如以下式(2)所示。

[0054] 【数学式1】

$$[0055] \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_1 \end{bmatrix} \cdots (1)$$

[0056] 【数学式2】

$$[0057] \quad \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2 + pL_{d2} & -\omega L_{q2} \\ \omega L_{d2} & R_2 + pL_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_2 \end{bmatrix} \cdots (2)$$

[0058] 其中,式(1)及式(2)中, v_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电压, v_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电压, v_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电压, v_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电压。 i_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电流, i_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电流, i_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电流, i_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电流。 R_1 表示第1三相绕组的绕组电阻, R_2 表示第2三相绕组的绕组电阻, L_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电感, L_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电感, L_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电感, L_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电感。 ϕ_1 表示第1三相绕组的磁通交链数, ϕ_2 表示第2三相绕组的磁通交链数, ω 是电气角速度, p 表示微分算子。

[0059] 第1电流检测器2及第2电流检测器3分别使用分流电阻或霍尔元件等现有的电流检测器来构成。

[0060] 第1电流检测器2检测流过U相绕组U1的U相电流 i_{1u} 、流过V相绕组V1的V相电流 i_{1v} 、以及流过W相绕组W1的W相电流 i_{1w} 。此外,将U相电流 i_{1u} 、V相电流 i_{1v} 、以及W相电流 i_{1w} 统称为第1三相绕组电流。另外,第1电流检测器2将所检测出的第1三相绕组电流输出至控制器6。

[0061] 第2电流检测器3检测流过U相绕组U2的U相电流 i_{2u} 、流过V相绕组V2的V相电流 i_{2v} 、以及流过W相绕组W2的W相电流 i_{2w} 。此外,将U相电流 i_{2u} 、V相电流 i_{2v} 、以及W相电流 i_{2w} 统称为第2三相绕组电流。另外,第2电流检测器3将所检测出的第2三相绕组电流输出至控制器6。

[0062] 第1功率转换器4及第2功率转换器5分别使用逆变器或矩阵变换器等现有的功率转换器来构成。

[0063] 第1功率转换器4通过对后述的第1三相电压指令实施现有的调制处理,从而分别将交流电压施加至第1三相绕组的U相绕组U1、V相绕组V1以及W相绕组W1。

[0064] 第2功率转换器5通过对后述的第2三相电压指令实施现有的调制处理,从而分别将交流电压施加至第2三相绕组的U相绕组U2、V相绕组V2以及W相绕组W2。

[0065] 此外,作为由第1功率转换器4及第2功率转换器5分别进行的现有的调制处理,例如可举出PWM(Pulse Width Modulation:脉宽调制)方式或PAM(Pulse Amplitude Modulation:脉幅调制)方式等。

[0066] 控制器6使用微机、DSP(Digital Signal Processor:数字信号处理器)或FPGA(Field Programmable Gate Array:现场可编程门阵列)等运算器来构成。另外,以控制周期 T_c 对控制器6进行数字控制,基于所输入的第1三相绕组电流、第2三相绕组电流及控制指令,来输出第1三相电压指令及第2三相电压指令。

[0067] 接着,对控制器6的各结构部进行说明。控制器6具有:第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电压加法器15、电流加法器16以及旋转位置推定器17。

[0068] 第1电流坐标转换器7基于从第1电流检测器2输入的第1三相绕组电流、以及从旋

转位置推定器17输入的推定旋转位置 θ_{est} 来运算相当于两个旋转轴的d-q轴上的第1d轴电流 i_{1dc} 及第1q轴电流 i_{1qc} 。此外,将第1d轴电流 i_{1dc} 及第1q轴电流 i_{1qc} 统称为第1dq轴电流。第1电流坐标转换器7将运算出的第1dq轴电流输出至第1电流减法器9及电流加法器16。

[0069] 第2电流坐标转换器8基于从第2电流检测器3输入的第2三相绕组电流、以及从旋转位置推定器17输入的推定旋转位置 θ_{est} 来运算相当于两个旋转轴的d-q轴上的第2d轴电流 i_{2dc} 及第2q轴电流 i_{2qc} 。此外,将第2d轴电流 i_{2dc} 及第2q轴电流 i_{2qc} 统称为第2dq轴电流。第2电流坐标转换器8将运算出的第2dq轴电流输出至第2电流减法器10及电流加法器16。

[0070] 第1电流减法器9及第2电流减法器10分别输入有d轴电流指令 i_d^* 及q轴电流指令 i_q^* ,以作为向交流旋转电机1的控制指令。此外,将d轴电流指令 i_d^* 及q轴电流指令 i_q^* 统称为dq轴电流指令。

[0071] 此处,d轴电流指令 i_d^* 是针对第1d轴电流 i_{1dc} 及第2d轴电流 i_{2dc} 的指令值。q轴电流指令 i_q^* 是针对第1q轴电流 i_{1qc} 及第2q轴电流 i_{2qc} 的指令值。换言之,dq轴电流指令相当于用于控制交流旋转电机1的控制指令。此外,本实施方式1中,举例示出了将dq轴电流指令设定为控制指令的情况,但在利用现有技术的速度控制或V/f控制等情况下,也可以将速度指令设为控制指令。

[0072] 第1电流减法器9将从d轴电流指令 i_d^* 减去从第1电流坐标转换器7输入的第1d轴电流 i_{1dc} 后得到的值作为偏差 di_{1d} 输出至第1电流控制器11。第1电流减法器9将从q轴电流指令 i_q^* 减去从第1电流坐标转换器7输入的第1q轴电流 i_{1qc} 后得到的值作为偏差 di_{1q} 输出至第1电流控制器11。偏差 di_{1d} 及偏差 di_{1q} 如下式所示。

$$[0073] \quad di_{1d} = i_d^* - i_{1dc}$$

$$[0074] \quad di_{1q} = i_q^* - i_{1qc}$$

[0075] 第2电流减法器10将从d轴电流指令 i_d^* 减去从第2电流坐标转换器8输入的第2d轴电流 i_{2dc} 后得到的值作为偏差 di_{2d} 输出至第2电流控制器12。第2电流减法器10将从q轴电流指令 i_q^* 减去从第2电流坐标转换器8输入的第2q轴电流 i_{2qc} 后得到的值作为偏差 di_{2q} 输出至第2电流控制器12。偏差 di_{2d} 及偏差 di_{2q} 如下式所示。

$$[0076] \quad di_{2d} = i_d^* - i_{2dc}$$

$$[0077] \quad di_{2q} = i_q^* - i_{2qc}$$

[0078] 第1电流控制器11通过进行比例积分控制或比例控制,以使得从第1电流减法器9输入的偏差 di_{1d} 及偏差 di_{1q} 均为零,从而运算两个旋转轴上的第1d轴电压指令 v_{1d}^* 及第1q轴电压指令 v_{1q}^* 。此外,将第1d轴电压指令 v_{1d}^* 及第1q轴电压指令 v_{1q}^* 统称为第1dq轴电压指令。第1电流控制器11将第1dq轴电压指令输出至第1电压坐标转换器13及电压加法器15。

[0079] 第2电流控制器12通过进行比例积分控制或比例控制,以使得从第2电流减法器10输入的偏差 di_{2d} 及偏差 di_{2q} 均为零,从而运算两个旋转轴上的第2d轴电压指令 v_{2d}^* 及第2q轴电压指令 v_{2q}^* 。此外,将第2d轴电压指令 v_{2d}^* 及第2q轴电压指令 v_{2q}^* 统称为第2dq轴电压指令。第2电流控制器12将第2dq轴电压指令输出至第2电压坐标转换器14及电压加法器15。

[0080] 第1电压坐标转换器13根据从第1电流控制器11输入的第1dq轴电压指令来运算针对第1三相绕组的U相电压指令 v_{1u}^* 、V相电压指令 v_{1v}^* 以及W相电压指令 v_{1w}^* 。此外,将U相电压指令 v_{1u}^* 、V相电压指令 v_{1v}^* 、以及W相电压指令 v_{1w}^* 统称为第1三相电压指令。第1电压坐标

转换器13将运算出的第1三相电压指令输出至第1功率转换器4。

[0081] 第2电压坐标转换器14根据从第2电流控制器12输入的第2dq轴电压指令来运算针对第2三相绕组的U相电压指令 v_{2u}^* 、V相电压指令 v_{2v}^* 以及W相电压指令 v_{2w}^* 。此外,将U相电压指令 v_{2u}^* 、V相电压指令 v_{2v}^* 、以及W相电压指令 v_{2w}^* 统称为第2三相电压指令。第2电压坐标转换器14将运算出的第2三相电压指令输出至第2功率转换器5。

[0082] 电压加法器15将从第1电流控制器11输入的第1d轴电压指令 v_{1d}^* 、与从第2电流控制器12输入的第2d轴电压指令 v_{2d}^* 相加后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} 输出至旋转位置推定器17。另外,电压加法器15将从第1电流控制器11输入的第1q轴电压指令 v_{1q}^* 、与从第2电流控制器12输入的第2q轴电压指令 v_{2q}^* 相加后得到的值作为q轴电压和 V_{qsum} 输出至旋转位置推定器17。此外,将d轴电压和 V_{dsum} 及q轴电压和 V_{qsum} 统称为dq轴电压和。另外,电压加法器15是运算dq轴电压和的电压和运算器的一个示例。

[0083] 电流加法器16将从第1电流坐标转换器7输入的第1d轴电流 i_{1dc} 、与从第2电流坐标转换器8输入的第2d轴电流 i_{2dc} 相加后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} 输出至旋转位置推定器17。另外,电流加法器16将从第1电流坐标转换器7输入的第1q轴电流 i_{1qc} 、与从第2电流坐标转换器8输入的第2q轴电流 i_{2qc} 相加后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 输出至旋转位置推定器17。此外,将d轴电流和 I_{dsum} 及q轴电流和 I_{qsum} 统称为dq轴电流和。另外,电流加法器16是运算dq轴电流和的电流和运算器的一个示例。

[0084] 旋转位置推定器17基于从电压加法器15输入的dq轴电压和、从电流加法器16输入的dq轴电流和、以及交流旋转电机1的电气常数的设定值,来运算推定旋转位置 θ_{est} 。此外,这里所说的交流旋转电机1的电气常数是指绕组电阻、电感及磁通交链数。

[0085] 另外,旋转位置推定器17将运算出的推定旋转位置 θ_{est} 输出至第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电压坐标转换器13及第2电压坐标转换器14。

[0086] 接下来,对由旋转位置推定器17进行的推定旋转位置 θ_{est} 的运算进行说明。此处,关于第1三相绕组及第2三相绕组,若设为绕组电阻、电感及磁通交链数均相等,并运算式(1)及式(2)两式之和,则如下式(3)所示。

[0087] 【数学式3】

$$[0088] \begin{bmatrix} v_{d1} + v_{d2} \\ v_{q1} + v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} + i_{d2} \\ i_{q1} + i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2\omega\phi_1 \end{bmatrix} \cdots (3)$$

[0089] 接着,式(3)中, $v_{d1}+v_{d2}$ 、 $v_{q1}+v_{q2}$ 、 $i_{d1}+i_{d2}$ 、 $i_{q1}+i_{q2}$ 分别对应d轴电压和 V_{dsum} 、q轴电压和 V_{qsum} 、d轴电流和 I_{dsum} 、q轴电流和 I_{qsum} ,将电压和方程式定义为下式(4)及式(5)。

[0090] 【数学式4】

$$[0091] \begin{bmatrix} V_{dsum} \\ V_{qsum} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c + pL_{dc} & -\omega L_{qc} \\ \omega L_{dc} & R_c + pL_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum} \\ I_{qsum} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi_c \end{bmatrix} \quad (\Delta\theta = 0 \text{ 的情况})$$

···(4)

[0092] 【数学式5】

$$[0093] \quad \begin{bmatrix} V_{dsum} \\ V_{qsum} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c + pL_{dc} & -\omega L_{qc} \\ \omega L_{dc} & R_c + pL_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum} \\ I_{qsum} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \phi_c \sin(\Delta \theta) \\ \omega \phi_c \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix} \quad (\Delta \theta \neq 0 \text{ 的情况})$$

... (5)

[0094] 其中,式(4)及式(5)中, R_c 、 L_{dc} 、 L_{qc} 以及 ϕ_c 表示设定于旋转位置推定器17的电气常数。具体而言, R_c 表示绕组电阻的设定值, L_{dc} 表示d轴电感的设定值, L_{qc} 表示q轴电感的设定值, ϕ_c 表示磁通交链数的设定值。另外, $\Delta \theta$ 表示旋转位置误差,该旋转位置误差相当于从推定旋转位置 θ_{est} 减去实际的旋转位置 θ 后得到的值。

[0095] 此外,绕组电阻的设定值 R_c 设定为绕组电阻 R_1 及绕组电阻 R_2 的规格值或实测值。d轴电感的设定值 L_{dc} 设定为d轴电感 L_{d1} 及d轴电感 L_{d2} 的规格值或实测值。q轴电感的设定值 L_{qc} 设定为q轴电感 L_{q1} 及q轴电感 L_{q2} 的规格值或实测值。磁通交链数的设定值 ϕ_c 设定为磁通交链数 ϕ_1 及磁通交链数 ϕ_2 的规格值或实测值的两倍的值。

[0096] 接着,使用采样标号 n 将控制器6以控制周期 T_c 运算出的d轴电压和 V_{dsum} 、q轴电压和 V_{qsum} 、d轴电流和 I_{dsum} 以及q轴电流和 I_{qsum} 标记成d轴电压和 $V_{dsum}(n)$ 、q轴电压和 $V_{qsum}(n)$ 、d轴电流和 $I_{dsum}(n)$ 以及q轴电流和 $I_{qsum}(n)$ 。另外,将由控制器6进行推定的转速设为 ω_{est} 。该情况下,通过对式(4)应用如下式(6)所示的近似式,从而得出下式(7)。

[0097] 【数学式6】

$$[0098] \quad \frac{dI}{dt} = \frac{I(n) - I(n-1)}{T_c} \dots (6)$$

[0099] 【数学式7】

$$[0100] \quad \begin{bmatrix} I_{dsum_cal}(n) \\ I_{qsum_cal}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_c}{L_{dc}} T_c & -\omega_{est} \frac{L_{qc}}{L_{dc}} T_c \\ -\omega_{est} \frac{L_{dc}}{L_{qc}} T_c & 1 - \frac{R_c}{L_{qc}} T_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum}(n-1) \\ I_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} L_{qc} V_{dsum}(n-1) \\ L_{dc} V_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ L_{dc} \omega_{est} \phi_c \end{bmatrix}$$

... (7)

[0101] 同样,通过对式(5)应用如式(6)所示的近似式,从而得出下式(8)。

[0102] 【数学式8】

$$[0103] \quad \begin{bmatrix} I_{dsum}(n) \\ I_{qsum}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_c}{L_{dc}} T_c & -\omega \frac{L_{qc}}{L_{dc}} T_c \\ -\omega \frac{L_{dc}}{L_{qc}} T_c & 1 - \frac{R_c}{L_{qc}} T_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum}(n-1) \\ I_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} L_{qc} V_{dsum}(n-1) \\ L_{dc} V_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} - \omega \phi_c \begin{bmatrix} -L_{qc} \sin(\Delta \theta) \\ L_{dc} \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix}$$

... (8)

[0104] 接着,通过从式(8)减去式(7),从而得出下式(9)。

[0105] 【数学式9】

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \Delta I_{dsum}(n) \\ \Delta I_{qsum}(n) \end{bmatrix} \\
 [0106] \quad & = \begin{bmatrix} I_{dsum}(n) - I_{dsum_cal}(n) \\ I_{qsum}(n) - I_{qsum_cal}(n) \end{bmatrix} = \frac{\phi_c T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} \omega L_{qc} \sin(\Delta \theta) \\ \omega_{est} L_{dc} - \omega L_{dc} \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix} \doteq \frac{\phi_c T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} \omega L_{qc} \Delta \theta \\ L_{dc} \Delta \omega \\ \dots \end{bmatrix} \quad \dots (9)
 \end{aligned}$$

[0107] 其中,式(9)中,设定 $\Delta \theta \approx 0$,近似为 $\sin(\Delta \theta) \approx \Delta \theta$ 、 $\cos(\Delta \theta) \approx 1$ 。另外,作为转速误差 $\Delta \omega$,设为 $\Delta \omega = \omega_{est} - \omega$ 。另外,式(9)中,d轴电流误差 $\Delta I_{dsum}(n)$ 与旋转位置误差 $\Delta \theta$ 成比例,q轴电流误差 $\Delta I_{qsum}(n)$ 与转速误差 $\Delta \omega$ 成比例。

[0108] 接下来,参照式(7)、式(8)以及式(9),进一步说明由旋转位置推定器17进行的推定旋转位置 θ_{est} 的运算。

[0109] 式(7)中,根据采样标号n前一个的第n-1个采样值、即d轴电压和 $V_{dsum}(n-1)$ 、q轴电压和 $V_{qsum}(n-1)$ 、d轴电流和 $I_{dsum}(n-1)$ 及q轴电流和 $I_{qsum}(n-1)$ 、以及控制器6所推定出的转速 ω_{est} ,来运算d轴电流和 $I_{dsum_cal}(n)$ 以及q轴电流和 $I_{qsum_cal}(n)$ 。

[0110] 另外,设定 $\Delta \theta = 0$ 、 $\omega_{est} = \omega$,从式(4)及式(6)导出式(7)。因此,在 $\Delta \theta = 0$ 、 $\omega_{est} = \omega$ 的情况下,式(7)左边的项即 $I_{dsum_cal}(n)$ 以及 $I_{qsum_cal}(n)$ 与采样编号为n的d轴电流和 $I_{dsum}(n)$ 以及q轴电流和 $I_{qsum}(n)$ 相一致。另一方面,在 $\omega_{est} \neq \omega$ 的情况下, $I_{dsum_cal}(n)$ 以及 $I_{qsum_cal}(n)$ 与d轴电流和 $I_{dsum}(n)$ 以及q轴电流和 $I_{qsum}(n)$ 不一致。

[0111] 此外,设定为:与d轴电压和 $V_{dsum}(n-1)$ 对应的第1d轴电压指令 $v1d^*$ 及第2d轴电压指令 $v2d^*$ 、以及与q轴电压和 $V_{qsum}(n-1)$ 对应的第1q轴电压指令 $v1q^*$ 及第2q轴电压指令 $v2q^*$ 施加至交流旋转电机1。该情况下,d轴电流和 $I_{dsum}(n)$ 及q轴电流和 $I_{qsum}(n)$ 满足式(8)的关系。

[0112] 因此,旋转位置推定器17根据式(7),基于d轴电压和 $V_{dsum}(n-1)$ 、q轴电压和 $V_{qsum}(n-1)$ 、d轴电流和 $I_{dsum}(n-1)$ 及q轴电流和 $I_{qsum}(n-1)$ 、以及控制器6所推定出的转速 ω_{est} ,来运算 $I_{dsum_cal}(n)$ 以及 $I_{qsum_cal}(n)$ 。

[0113] 接着,旋转位置推定器17进行控制使得运算出的 $I_{dsum_cal}(n)$ 与从电流加法器16输入的d轴电流和 $I_{dsum}(n)$ 之差即 $\Delta I_{dsum}(n)$ 为0,从而根据式(9),使旋转位置误差 $\Delta \theta$ 收敛于0。即,旋转位置推定器17运算推定旋转位置 θ_{est} 以使得d轴电流误差 $\Delta I_{dsum}(n)$ 为0。

[0114] 同样地,旋转位置推定器17进行控制使得运算出的 $I_{qsum_cal}(n)$ 与从电流加法器16输入的q轴电流和 $I_{qsum}(n)$ 之差即 $\Delta I_{qsum}(n)$ 为0,从而根据式(9),使转速误差 $\Delta \omega$ 收敛于0。即,旋转位置推定器17运算转速 ω_{est} 以使得q轴电流误差 $\Delta I_{qsum}(n)$ 为0。

[0115] 接下来,对通过本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置而获得的效果进行说明。此处,关于第1三相绕组的电压方程式即式(1)、及关于第2三相绕组的电压方程式即式(2)是一般的同步旋转电机的电压方程式。另外,例如考虑使用非专利文献1中记载的被称为“感应电压方式”的旋转位置推定方式的情况。

[0116] 该情况下,能够基于第1dq轴电压指令及第1d q轴电流根据式(1)来推定旋转位置。同样地,也能够基于第2dq轴电压指令及第2dq轴电流根据式(2)来推定旋转位置。

[0117] 接着,还考虑如下情况:从第1三相绕组及第2三相绕组这两组三相绕组中选择一

个三相绕组,基于与所选择出的三相绕组相对应的物理量,以感应电压方式来推定旋转位置。该情况下,在交流旋转电机1的实际的旋转位置与以感应电压方式推定出的旋转位置之间产生误差。此外,此处,作为一个示例,设为选择第1三相绕组。

[0118] 具体而言,在作为对第1三相绕组的电压指令由控制器6运算出的电压指令、与实际施加至第1三相绕组的电压之间产生误差的情况下,在交流旋转电机1的实际的旋转位置与以感应电压方式推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0119] 另外,在与第1三相绕组对应的第1电流检测器2所检测出的第1三相绕组电流、与实际流过第1三相绕组的电流之间产生误差的情况下,在交流旋转电机1的实际的旋转位置与以感应电压方式推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0120] 此外,在第1三相绕组的电气常数的设定值、与第1三相绕组的实际的电气常数之间产生误差的情况下,在交流旋转电机1的实际的旋转位置与以感应电压方式推定出的旋转位置之间会产生误差。

[0121] 因此,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置中,构成为基于与第1三相电压指令及第2三相电压指令之和对应的dq轴电压和、以及与第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和对应的dq轴电流和,来推定旋转位置。通过采用该结构,能够获得如下效果:对于感应电压方式中使用的电气常数、电压及电流等物理量,相对于交流旋转电机1的实际的物理量的误差影响得到了平均化。其结果是,能够减小推定出的旋转位置的误差。

[0122] 接下来,参照图4进一步对通过本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置而获得的效果进行说明。图4是用于比较本发明的实施方式1中的交流旋转电机的控制装置所推定出的旋转位置与以现有的感应电压方式推定出的旋转位置的说明图。

[0123] 图4中示出了对于作为电气常数之一的绕组电阻的设定值 R_c ,在使第1三相绕组的绕组电阻 R_1 变动的情况下,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置所推定出的旋转位置的变化了的仿真结果。

[0124] 图4中,为了进行比较,也一并示出了以现有的感应电压方式推定出的旋转位置的变化了的仿真结果。此外,此处,作为现有的感应电压方式,举例示出了基于第1dq轴电压指令及第1dq轴电流,根据式(1)来推定旋转位置的情况。

[0125] 另外,图4中,横轴示出用下式来表示的电阻误差 $\Delta R[\%]$,纵轴示出旋转位置误差 $\Delta \theta[\text{deg}]$ 。

[0126]
$$\Delta R = (R_1 - R_c) / R_c \times 100$$

[0127] 此处,如图4所示,相比于现有的感应电压方式,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置相对于电阻误差 ΔR ,旋转位置误差 $\Delta \theta$ 更小。作为其原因,可以考虑如下。

[0128] 即,在第1三相绕组的电气常数的设定值、与第1三相绕组的实际的电气常数之间产生 $x[\%]$ 的误差的情况下,旋转位置推定器17在将旋转位置推定为推定旋转位置 θ_{est} 时,受到相当于该 $x[\%]$ 的误差的影响。

[0129] 然而,在旋转位置推定器17中构成为基于与第1三相电压指令及第2三相电压指令之和对应的dq轴电压和、以及与第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和对应的dq轴电流和来推定旋转位置。因此,因第1三相绕组而产生的 $x[\%]$ 的误差的影响在第1三相绕组与第2三相绕组之间得到平均化。因而,在旋转位置推定器17中,旋转位置被推定为推定旋转位置 θ_{est} 时受到的影响从相当于 $x[\%]$ 的误差被减小到相当于 $(x/2)[\%]$ 的误差。

[0130] 基于上述理由,相比于现有的感应电压方式,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置相对于电阻误差 ΔR ,旋转位置误差 $\Delta \theta$ 更小。

[0131] 另外,此处,举例示出了在作为第1三相绕组的电气常数之一的绕组电阻的设定值 R_c 、与第1三相绕组的实际的绕组电阻 R_1 之间产生误差的情况,并示出了获得以下效果的情况,即:与现有的感应电压方式相比,本实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的旋转位置误差 $\Delta \theta$ 变得更小。然而,在以下情况下,可以认为也能获得同样的效果。

[0132] 即,第一,对于第1三相绕组及第2三相绕组的每一个,在绕组电阻以外的电气常数的设定值、与实际的电气常数之间产生误差的情况下,也能获得同样的效果。

[0133] 第二,在作为对第1三相绕组的电压指令由控制器6运算出的电压指令、与实际施加至第1三相绕组的电压之间产生误差的情况下,也能获得同样的效果。另外,第三,在作为对第2三相绕组的电压指令由控制器6运算出的电压指令、与实际施加至第2三相绕组的电压之间产生误差的情况下,也能获得同样的效果。

[0134] 第四,在由与第1三相绕组对应的第1电流检测器2检测出的第1三相绕组电流、与实际流过第1三相绕组的电流之间产生误差的情况下,也能获得同样的效果。另外,第五,在由与第2三相绕组对应的第2电流检测器3检测出的第2三相绕组电流、与实际流过第2三相绕组的电流之间产生误差的情况下,也能获得同样的效果。

[0135] 由此,本实施方式1的交流旋转电机的控制装置中,能够获得如下效果:对于感应电压方式中使用的物理量,相对于交流旋转电机1的实际的物理量的误差影响得到了平均化。其结果是,能够减小推定出的旋转位置的误差。

[0136] 另外,作为另一比较例,考虑以下情况:以现有的感应电压方式,对第1三相绕组及第2三相绕组的各组推定旋转位置,并将对每组进行推定而得到的旋转位置的平均值设为最终推定出的旋转位置。

[0137] 即,考虑如下情况:将根据与第1三相绕组对应的物理量推定出的旋转位置即旋转位置 θ_{est1} 和根据与第2三相绕组对应的物理量推定出的旋转位置即旋转位置 θ_{est2} 的平均值设为最终推定出的旋转位置。该平均值如下式所示。

[0138] 平均值 = $(\theta_{est1} + \theta_{est2}) / 2$

[0139] 该情况下,需要运算旋转位置 θ_{est1} 及旋转位置 θ_{est2} 双方,其结果是运算量较为庞大。因此,存在如下问题:难以将上述比较例中的旋转位置推定功能安装至低价的微机。

[0140] 与此相对,本实施方式1的交流旋转电机的控制装置中,通过采用仅仅新增电压加法器15及电流加法器16的结构,从而即使不运算旋转位置 θ_{est1} 和旋转位置 θ_{est2} 双方,也能获得上述效果,并能进一步获得能安装至低价的微机的效果。

[0141] 如上所述,根据本实施方式1,构成为:运算两组d轴电压指令分别相加后得到的值作为d轴电压和,运算两组q轴电压指令分别相加后得到的值作为q轴电压和,运算两组d轴电流分别相加后得到的值作为d轴电流和,并运算两组q轴电流分别相加后得到的值作为q轴电流和。另外,构成为基于d轴电压和及q轴电压和、d轴电流和及q轴电流和来运算推定旋转位置。

[0142] 由此,构成为在对具有两组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置进行推定时,使用与第1三相电压指令及第2三相电压指令之和对应的dq轴电压和、以及与第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和对应的dq轴电流和。因此,能够获得相对于交流旋转电机的实际

的物理量的误差影响得到平均化的效果。其结果是,与以往相比,能够更高精度地推定旋转位置。

[0143] 另外,由于无需实施用于对每组推定旋转位置的旋转位置运算,因此无需增加旋转位置推定器的个数,其结果是,能够将旋转位置推定功能安装至低价的微机。

[0144] 此外,本实施方式1中,举例示出了将本发明适用于具有第1三相绕组及第2三相绕组来作为两组三相绕组的交流旋转电机的情况,但并不局限于此,本发明也能适用于具有三组以上的三相绕组的交流旋转电机。即,在将N设为2以上的自然数时,对具有N组三相绕组的交流旋转电机也能应用本发明。

[0145] 另外,在对具有N组三相绕组的交流旋转电机应用本发明的情况下,可以将交流旋转电机的控制装置构成为如下所示那样。

[0146] 即,构成为包括:电流检测器,该电流检测器检测分别流过N组三相绕组的N组三相绕组电流并进行输出;控制器,该控制器基于对交流旋转电机的控制指令以及从电流检测器输入的N组三相绕组电流,运算分别针对N组三相绕组的N组三相电压指令并进行输出;以及功率转换器,该功率转换器基于所输入的N组三相电压指令,分别将交流电压施加至N组三相绕组。

[0147] 另外,电流坐标转换器基于推定旋转位置 θ_{est} 将所输入的N组三相绕组电流坐标转换到两个旋转轴上,从而运算分别流过N组三相绕组的N组d轴电流及N组q轴电流并进行输出。电流控制器基于对交流旋转电机的控制指令以及所输入的N组d轴电流及N组q轴电流,运算N组d轴电压指令及N组q轴电压指令并进行输出。

[0148] 电压坐标转换器基于推定旋转位置 θ_{est} 将所输入的N组d轴电压指令及N组q轴电压指令坐标转换到三相静止坐标轴上,从而运算N组三相电压指令并进行输出。

[0149] 电压和运算器根据所输入的N组d轴电压指令来运算d轴电压和 V_{dsum} 并进行输出,根据所输入的N组q轴电压指令来运算q轴电压和 V_{qsum} 并进行输出。更具体而言,电压和运算器运算将N组d轴电压指令分别相加后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} ,运算将N组q轴电压指令分别相加后得到的值作为q轴电压和 V_{qsum} 。

[0150] 电流和运算器根据所输入的N组d轴电流来运算d轴电流和 I_{dsum} 并进行输出,根据所输入的N组q轴电流来运算q轴电流和 I_{qsum} 并进行输出。更具体而言,电流和运算器运算将N组d轴电流分别相加后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} ,运算将N组的q轴电流分别相加后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 。

[0151] 旋转位置推定器17基于所输入的d轴电压和 V_{dsum} 及q轴电压和 V_{qsum} 、以及所输入的d轴电流和 I_{dsum} 及q轴电流和 I_{qsum} 来运算推定旋转位置 θ_{est} 。

[0152] 在对具有N组三相绕组的交流旋转电机应用本发明的情况下,通过上述方式构成交流旋转电机的控制装置,从而能获得与对具有2组三相绕组的交流旋转电机1应用本发明所获得的效果相同的效果。

[0153] 即,与现有技术相比能更高精度地推定具有多组三相绕组的交流旋转电机的旋转位置,并且能容易地将旋转位置推定功能安装至低价的微机。

[0154] 此外,旋转位置的推定方法并不局限于本实施方式1中所述的方法,只要是基于交流旋转电机的电压指令、电流以及电气常数进行推定的方式就可以对任意的方式应用本发明。

[0155] 实施方式2

[0156] 本发明的实施方式2中,对构成为相对于上述实施方式1将第1dq轴电压指令及第2dq轴电压指令中的一个设为两倍后得到的值作为dq轴电压和进行运算的情况进行说明。此外,在本实施方式2中,对与上述实施方式1相同的点省略说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0157] 图5是表示本发明的实施方式2中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。如图5所示,本实施方式2中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6A。

[0158] 另外,控制器6A具有:第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电流加法器16、旋转位置推定器17、乘法器21以及乘法器22。控制器6A与控制器6相比,具有乘法器21及乘法器22作为电压和运算器,以代替电压加法器15。

[0159] 乘法器21将从第1电流控制器11输入的第1d轴电压指令 v_{1d}^* 设为两倍后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} 进行运算,并将运算后的d轴电压和 V_{dsum} 输出至旋转位置推定器17。

[0160] 乘法器22将从第1电流控制器11输入的第1q轴电压指令 v_{1q}^* 设为两倍后得到的值作为q轴电压和 V_{qsum} 进行运算,并将运算后的q轴电压和 V_{qsum} 输出至旋转位置推定器17。

[0161] 由此,本实施方式2中,构成为将乘法器21及乘法器22的运算结果输入至旋转位置推定器17,以代替上述实施方式1中的电压加法器15的运算结果。

[0162] 接下来,对通过本实施方式2中的交流旋转电机的控制装置而获得的效果进行说明。

[0163] 此处,如上所述,第1功率转换器4、第2功率转换器5分别使用PWM方式或PAM方式将交流电压施加至第1三相绕组、第2三相绕组。该情况下,第1三相绕组电流及第2三相绕组电流除了包含用于使交流旋转电机1产生转矩的基本分量之外,还包含载波频率的整数倍等的高次谐波分量。

[0164] 因此,在使用第1三相绕组电流或第2三相绕组电流来推定旋转位置时,三相绕组电流中包含的高次谐波分量越少,越能减少所推定的旋转位置中包含的高次谐波分量。

[0165] 本实施方式2中,构成为使用与第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和对应的dq轴电流和来推定旋转位置。因此,关于第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和,与第1三相绕组电流、第2三相绕组电流分别比较,相对于基波分量的高次谐波分量的含有比率有所下降。

[0166] 由此,本实施方式2中,构成为使用与第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和对应的dq轴电流和来推定旋转位置,以减小推定旋转位置 θ_{est} 所包含的高次谐波分量的影响。因此,即使将第1dq轴电压指令设为两倍后得到的值用作为dq轴电压和,也能得到与上述实施方式1相同的效果。

[0167] 此外,本实施方式2中,举例示出了构成为将第1dq轴电压指令设为两倍后得到的值作为dq轴电压和进行运算的情况。然而,也可以构成为将第2d轴电压指令 v_{2d}^* 设为两倍后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} 进行运算,将第2q轴电压指令 v_{2q}^* 设为两倍后得到的值作为q轴电压和 V_{qsum} 进行运算。由此,也可以构成为将2组d轴电压指令中的任一个设为两倍后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} 进行运算,将2组q轴电压指令中的任一个设为两倍后得到

的值作为q轴电压和 V_{qsum} 进行运算。

[0168] 以上,根据本实施方式2,相对于上述实施方式1,构成为将2组d轴电压指令中的任一个设为两倍后得到的值作为d轴电压和进行运算,将2组q轴电压指令中的任一个设为两倍后得到的值作为q轴电压和进行运算。由此,能获得与上述实施方式1相同的效果。

[0169] 另外,与上述实施方式1相同地,在将本发明适用于具有N组三相绕组的交流旋转电机的情况下,可以构成为电压和运算器将N组d轴电压指令中的任一个设为N倍后得到的值作为d轴电压和 V_{dsum} 进行运算,将N组q轴电压指令中的任一个设为N倍后得到的值作为q轴电压和 V_{qsum} 进行运算。

[0170] 实施方式3

[0171] 本发明的实施方式3中,对构成为相对于上述实施方式1将第1dq轴电流及第2dq轴电流中的一方设为两倍后得到的值作为dq轴电流和进行运算的情况进行说明。此外,在本实施方式3中,对与上述实施方式1相同的点省略说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0172] 图6是表示本发明的实施方式3中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。如图6所示,本实施方式3中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6B。

[0173] 另外,控制器6B具有:第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电压加法器15、旋转位置推定器17、乘法器31以及乘法器32。控制器6B与控制器6相比,具有乘法器31及乘法器32作为电流和运算器,以代替电流加法器16。

[0174] 乘法器31将从第1电流坐标转换器7输入的第1d轴电流 i_{1dc} 设为2倍后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} 进行运算,并将运算后的d轴电流和 I_{dsum} 输出至旋转位置推定器17。

[0175] 乘法器32将从第1电流坐标转换器7输入的第1q轴电流 i_{1qc} 设为2倍后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 进行运算,并将运算后的q轴电流和 I_{qsum} 输出至旋转位置推定器17。

[0176] 由此,本实施方式3中,构成为将乘法器31及乘法器32的运算结果输入至旋转位置推定器17,以代替上述实施方式1中的电流加法器16的运算结果。

[0177] 接下来,对通过本实施方式3中的交流旋转电机的控制装置而获得的效果进行说明。

[0178] 此处,在第1电流控制器11及第2电流控制器12的电流跟踪性能较高的情况下,控制成第1d轴电流 i_{1dc} 及第2d轴电流 i_{2dc} 与d轴电流指令 i_d^* 几乎一致,且第1q轴电流 i_{1qc} 及第2q轴电流 i_{2qc} 与q轴电流指令 i_q^* 几乎一致。该情况下,第1d轴电流 i_{1dc} 及第2d轴电流 i_{2dc} 基本一致,第1q轴电流 i_{1qc} 及第2q轴电流 i_{2qc} 也基本一致。

[0179] 因此,上述实施方式1中所说明的交流旋转电机1的电气常数的误差影响表现为下述误差,即:在作为对第1三相绕组的电压指令由控制器6B进行运算的电压指令、与实际施加至第1三相绕组的电压之间产生的误差,或在作为对第2三相绕组的电压指令由控制器6B进行运算的电压指令、与实际施加至第2三相绕组的电压之间产生的误差。

[0180] 本实施方式3中,构成为使用与第1三相绕组电压指令及第2三相绕组电压指令之和对应的dq轴电压和来推定旋转位置,以使得上述电压误差的影响得到平均化。因此,即使将第1dq轴电流设为两倍后得到的值用作为dq轴电流和,也能得到与上述实施方式1相同的

效果。

[0181] 此外,本实施方式3中,举例示出了构成为将第1dq轴电流设为两倍后得到的值作为dq轴电流和进行运算的情况。然而,也可以构成为将第2d轴电流 i_{2dc} 设为两倍后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} 进行运算,将第2q轴电流 i_{2qc} 设为两倍后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 进行运算。由此,也可以构成为将2组d轴电流中的任一个设为两倍后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} 进行运算,将2组q轴电流中的任一个设为两倍后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 进行运算。

[0182] 以上,根据本实施方式3,相对于上述实施方式1,构成为将2组d轴电流中的任一个设为两倍后得到的值作为d轴电流和进行运算,将2组q轴电流中的任一个设为两倍后得到的值作为q轴电流和进行运算。由此,能获得与上述实施方式1相同的效果。

[0183] 此外,与上述实施方式1相同地,在将本发明适用于具有N组三相绕组的交流旋转电机的情况下,可以构成为电流和运算器将N组d轴电流中的任一个设为N倍后得到的值作为d轴电流和 I_{dsum} 进行运算,将N组q轴电流中的任一个设为N倍后得到的值作为q轴电流和 I_{qsum} 进行运算。

[0184] 实施方式4

[0185] 本发明的实施方式4中,对构成为相对于上述实施方式1将第1三相电压指令的相位与第2三相电压指令的相位相错开的情况进行说明。此外,在本实施方式4中,对与上述实施方式1相同的点省略说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0186] 图7是表示本发明的实施方式4中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。如图7所示,本实施方式4中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6C。

[0187] 另外,控制器6C具有:第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电压加法器15、电流加法器16、旋转位置推定器17、加法器41及减法器42。控制器6C与控制器6相比,还具有加法器41及减法器42。

[0188] 加法器41将从旋转位置推定器17输入的推定旋转位置 θ_{est} 与 $X/2$ 相加后得到的值作为推定旋转位置 θ_{est}' 进行运算,并将运算出的推定旋转位置 θ_{est}' 输出至第1电流坐标转换器7及第1电压坐标转换器13。推定旋转位置 θ_{est}' 如下式表示。

$$[0189] \quad \theta_{est}' = \theta_{est} + (X/2)$$

[0190] 减法器42将从旋转位置推定器17输入的推定旋转位置 θ_{est} 减去 $X/2$ 后得到的值作为推定旋转位置 θ_{est}'' 进行运算,并将运算出的推定旋转位置 θ_{est}'' 输出至第2电流坐标转换器8及第2电压坐标转换器14。推定旋转位置 θ_{est}'' 如下式表示。

$$[0191] \quad \theta_{est}'' = \theta_{est} - (X/2)$$

[0192] 其中,在将n设为4以上的自然数时,以下式来表示X。

$$[0193] \quad X = 180/n$$

[0194] 由此,通过构成为对上述实施方式1的结构还具有加法器41及减法器42,从而使用推定旋转位置 θ_{est}' 分别对第1三相电压指令及第1三相绕组电流进行坐标转换,并使用推定旋转位置 θ_{est}'' 分别对第2三相电压指令及第2三相绕组电流进行坐标转换。

[0195] 因此,在第1三相电压指令与第2三相电压指令之间产生X度的相位差。即,第1三相

电压指令与第2三相电压指令中,相位错开了X度。同样,在第1三相绕组电流与第2三相绕组电流之间也产生X度的相位差。

[0196] 此外,以下,作为X的数值例,以X=30度的情况为例进一步进行说明。X=30度的情况下,成为 $n=6$ 。

[0197] 此处,在上述实施方式1~3中,如上所述,第1功率转换器4、第2功率转换器5使用PWM方式或PAM方式分别将电压施加至第1三相绕组、第2三相绕组。

[0198] 在使用逆变器作为第1功率转换器4及第2功率转换器5的情况下,需要设置死区时间以使得配置于直流母线正极侧的功率器件与配置于直流母线负极侧的功率器件同时导通。

[0199] 同样地,在使用矩阵变换器作为第1功率转换器4及第2功率转换器5的情况下,需要设置死区时间以使得对于第1三相绕组及第2三相绕组的每个相,与系统侧三相连接的功率器件不会与系统侧短路。

[0200] 在按上述方式设置死区时间来构成的情况下,已知施加至第1三相绕组及第2三相绕组的电压、与流过第1三相绕组及第2三相绕组的电流会因该死区时间而失真,作为对此进行校正的方法,已知有多种技术。

[0201] 另外,若基于因死区时间而失真的电压指令或电流来推定旋转位置,则推定出的旋转位置也受到该失真的影响,其结果是,交流旋转电机1的驱动性能下降。

[0202] 在上述实施方式1~3中,构成为基于dq轴电压和及dq轴电流和来推定旋转位置,从而能获得误差被平均化的效果,并能减轻死区时间的影响。然而,第1三相电压指令与第2三相电压指令、以及第1三相绕组电流与第2三相绕组电流均几乎为同相。因此,由于其同时过零(zero cross),所以无法充分地消除死区时间的影响。

[0203] 因此,本实施方式4中,构成为使第1三相电压指令与第2三相电压指令相位错开30度,从而使得过零时刻错开30度,在此基础上运算dq轴电压和及dq轴电流和。通过采用上述结构,能减小电压指令及电流各自的失真分量相对于基波分量的含有率,其结果是,能高精度地推定旋转位置。

[0204] 图8是分别表示本发明实施方式4中第1三相电压指令与第2三相电压指令相位错开30度时的第1三相绕组电流、第2三相绕组电流、及第1三相绕组电流与第2三相绕组电流之和的波形图。此外,第1三相绕组电流与第2三相绕组电流之和对应于dq轴电流和。

[0205] 此处,图8中,若关注第1三相绕组电流,则可知在过零附近波形失真。例如,图中在区间(1)的A处,波形失真。

[0206] 同样,图8中,若关注第2三相绕组电流,则可知在过零附近波形失真。例如,图中在区间(2)的B处,波形失真。

[0207] 第1三相绕组电流及第2三相绕组电流中,五次谐波分量相对于基波分量的含有比率为4.75%。通过将第1三相电压指令与第2三相电压指令的相位差设为30度,从而由区间(1)的A及区间(2)的B可知,波形的失真也错开30度。另外,关于第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和,在区间(1)的C及区间(2)的D处,因该死区时间而产生的过零附近的失真得到改善。

[0208] 此处,第1三相绕组电流及第2三相绕组电流之和,五次谐波分量相对于基波分量的含有比率为1.25%,与上述4.75%相比,减小至1/3。即,通过将第1三相绕组电流及第2

三相绕组电流相加,从而减小了第1三相绕组电流及第2三相绕组电流各自包含的因死区时间而产生的失真的影响。同样地,通过将第1三相电压指令及第2三相电压指令相加,从而也减小了第1三相电压指令及第2三相电压指令各自包含的因死区时间而产生的失真的影响。

[0209] 如上所述,构成为在使第1三相电压指令与第2三相电压指令的相位错开30度的基础上运算dq轴电压和及dq轴电流和,从而能减小dq轴电压和及dq轴电流和各自包含的因死区时间而引起的失真分量相对于基波分量的含有率。其结果是,能高精度地推定旋转位置。

[0210] 此外,本实施方式4中举例示出了 $X=30$ 度的情况,然而若 $X=(180/n)$ 度,由于图8中的区间(1)及区间(2)相错开,因此能获得相同的效果。

[0211] 另外,本实施方式4中,举例示出了相对于上述实施方式1的结构使第1三相电压指令的相位与第2三相电压指令的相位错开 $(180/n)$ 度的情况。然而,对于上述实施方式2、3各自的结构,使第1三相电压指令的相位与第2三相电压指令的相位相错开 $(180/n)$ 度,也能获得相同的效果。

[0212] 如上所述,根据本实施方式4,构成为分别对于上述实施方式13使得第1三相电压指令的相位与第2三相电压指令的相位错开 $(180/n)$ 度。由此,能够降低dq轴电压和及dq轴电流和各自包含的因死区时间而产生的失真分量相对于基波分量的含有率。其结果是,能高精度地推定旋转位置。

[0213] 实施方式5

[0214] 本发明的实施方式5中,相对于上述实施方式1,对将交流旋转电机1A作为控制对象来代替交流旋转电机1的情况进行说明。此外,本实施方式5中,省略与上述实施方式1相同的点的说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0215] 图9是表示本发明实施方式5中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。如图9所示,本实施方式5中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6D。另外,本实施方式5中的交流旋转电机的控制装置的控制对象为交流旋转电机1A,以代替交流旋转电机1。

[0216] 另外,控制器6D具有:第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电压加法器15、电流加法器16、旋转位置推定器17及减法器51。即,控制部6D与控制器6相比还具有减法器51。

[0217] 减法器51将从旋转位置推定器17输入的推定旋转位置 θ_{est} 减去 X 后得到的值作为推定旋转位置 θ_{est}'' 进行运算,并将运算出的推定旋转位置 θ_{est}'' 输出至第2电流坐标转换器8及第2电压坐标转换器14。推定旋转位置 θ_{est}'' 以下式来表示。此外,此处如图9所示,举例示出 $X=30$ 度的情况。

[0218] $\theta_{est}'' = \theta_{est} - X$

[0219] 其中,在将 n 设为为4以上的自然数时,以下式来表示 X 。

[0220] $X=180/n$

[0221] 接着,参照图10~图16来对交流旋转电机1A进行说明。图10是表示图9的交流旋转电机1A的第1三相绕组的结构图。图11是表示图9的交流旋转电机1A的第2三相绕组的结构图。

[0222] 图12是表示图9的交流旋转电机1A的第1三相绕组中感应出的第1三相感应电压的

波形图。图13是表示图9的交流旋转电机1A的第2三相绕组中感应出的第2三相感应电压的波形图。

[0223] 图14是表示将图12的第1三相感应电压坐标转换到d-q轴的两个旋转轴上的第1dq轴感应电压的波形图。图15是表示将图13的第2三相感应电压坐标转换到d-q轴的两个旋转轴上的第2dq轴感应电压的波形图。图16是表示图14的第1dq轴感应电压与图15的第2dq轴感应电压之和即dq轴感应电压和的波形图。此外,图12~图16中分别图示出电气角1周期内的波形。

[0224] 交流旋转电机1A是永磁体同步旋转电机,具有第1三相绕组及第2三相绕组这两组三相绕组。具体而言,交流旋转电机1A具有第1三相绕组及第2三相绕组,该第1三相绕组由U相绕组U1、V相绕组V1及W相绕组W1构成,该第2三相绕组由U相绕组U2、V相绕组V2及W相绕组W2构成。另外,交流旋转电机1A具有转子(未图示),该转子构成为由永磁体产生磁场磁通。

[0225] 关于第1三相绕组及第2三相绕组,如图10及图11所示,配置成U1相及U2相、V1相及V2相、W1相及W2相均设有电气角30度的相位差。另外,若将由交流旋转电机1A的转子产生的磁通的方向定义为d轴,将相较于d轴电气角前进90度的方向定义为q轴,则U相绕组U1与d轴所成的角度为 θ 度,U相绕组U2与d轴所成的角度为 $(\theta - 30)$ 度。

[0226] 此处,图12中,第1三相感应电压由U相绕组U1中感应出的U相感应电压 e_{1u} 、V相绕组V1中感应出的V相感应电压 e_{1v} 、以及W相绕组W1中感应出的W相感应电压 e_{1w} 构成。图13中,第2三相感应电压由U相绕组U2中感应出的U相感应电压 e_{2u} 、V相绕组V2中感应出的V相感应电压 e_{2v} 、以及W相绕组W2中感应出的W相感应电压 e_{2w} 构成。

[0227] 第1三相感应电压及第2三相感应电压除了包含周期与电气角一个周期相等的基波分量之外,还包含周期与电气角1/5周期相等的五次谐波分量、以及周期与电气角1/7周期相等的七次谐波分量。

[0228] 另外,图14中,第1dq轴感应电压由第1d轴感应电压 e_{1d} 及第1q轴感应电压 e_{1q} 构成。图15中,第2dq轴感应电压由第2d轴感应电压 e_{2d} 及第2q轴感应电压 e_{2q} 构成。

[0229] 第1三相感应电压中,两个旋转轴上的第1dq轴感应电压中,基波分量被转换成直流分量,五次谐波分量及七次谐波分量被转换成六次谐波分量。同样,第2三相感应电压中,两个旋转轴上的第2dq轴感应电压中,基波分量被转换成直流分量,五次谐波分量及七次谐波分量被转换成六次谐波分量。

[0230] 另外,第1三相绕组及第2三相绕组中,由于相位差为30度,因此基波分量具有30度的相位差,六次谐波分量具有 $180 (= 30 \times 6)$ 度的相位差。此外,第1dq轴感应电压的六次谐波分量与第2dq轴感应电压的六次谐波分量互相具有逆相位的关系。

[0231] 此处,图16中,dq轴感应电压和由d轴感应电压和及q轴感应电压和构成,d轴感应电压和为第1d轴感应电压 e_{1d} 及第2d轴感应电压 e_{2d} 之和,q轴感应电压和为第1q轴感应电压 e_{1q} 及第2q轴感应电压 e_{2q} 之和。d轴感应电压和及q轴感应电压和分别以下式来表示。

[0232] d轴感应电压和 $= e_{1d} + e_{2d}$

[0233] q轴感应电压和 $= e_{1q} + e_{2q}$

[0234] 如图16可知,第1dq轴感应电压的六次谐波分量与第2dq轴感应电压的六次谐波分量相抵消,因此dq轴感应电压和中几乎只存在直流分量。

[0235] 如上所述,由于两个旋转轴上的第1dq轴感应电压的六次谐波分量发生变动,导致

第1dq轴电流及第1dq轴电压指令中的至少一个的六次谐波分量失真。关于第1dq轴电流及第1dq轴电压指令中哪个包含较多的六次谐波分量,其依赖于第1电流控制器11的性能。

[0236] 具体而言,作为第一示例,在第1电流控制器11的电流追踪性较好的情况下,第1dq轴电流追踪dq轴电流指令,因此其结果是,第1dq轴电压指令中包含较多的六次谐波分量。另一方面,作为第二示例,在第1电流控制器11的电流追踪性较差的情况下,第1dq轴电压指令无法追踪六次谐波分量,其结果是,第1dq轴电流中包含较多的六次谐波分量。另外,关于第1电流控制器11的电流追踪性,在上述第1示例与第2示例的中间性能的情况下,第1dq轴电压指令及第1dq轴电流双方均包含六次谐波分量。

[0237] 同样,关于第2dq轴电压指令及第2dq轴电流,根据第2电流控制器12的性能也包含六次谐波分量。

[0238] 因此,在现有的感应电压方式下,在基于与第1三相绕组或第2三相绕组相关的物理量来推定旋转位置的情况下,在推定出的旋转位置中包含六次谐波分量。

[0239] 相对于此,在本实施方式5中,六次谐波分量被dq轴感应电压抵消,因此在dq轴电压和及dq轴电流和中,六次谐波分量均被抵消。因此,由于能推定基于电压指令及电流的直流分量的旋转位置,所以六次谐波分量的影响减小,能够获得较高的推定精度。

[0240] 由此,在本实施方式5中,将本发明适用于交流旋转电机1A,该交流旋转电机1A构成为第1三相绕组与第2三相绕组具有30度的相位差,并进行旋转从而在第1三相绕组及第2三相绕组中分别感应出的电压中包含五次谐波分量及七次谐波分量。即,将本发明中的基于dq轴电压和及dq轴电流和的旋转位置推定方式适用于上述交流旋转电机1A。由此,能够减小推定出的旋转位置中包含的六次谐波分量脉动。

[0241] 此外,本实施方式5中,举例示出了将本发明适用于在第1三相感应电压及第2三相感应电压中分别包含五次谐波分量及七次谐波分量的交流旋转电机1A的情况。然而,也能将本发明适用于在第1三相感应电压及第2三相感应电压中分别包含 $(n \times m \pm 1)$ 次谐波分量的交流旋转电机。其中,m为自然数。

[0242] 另外,本实施方式5中,相对于上述实施方式1的结构,举例示出了将交流旋转电机1A作为控制对象来代替交流旋转电机1的情况。然而,即使构成为使用dq轴电压和及dq轴电流和中的一个来推定旋转位置,也能获得减小所推定的旋转位置中包含的六次谐波分量脉动的效果,因此,对于上述实施方式2、3各自的结构,也可以将交流旋转电机1A作为控制对象,以代替交流旋转电机1。

[0243] 如上所述,根据本实施方式5,将本发明适用于下述交流旋转电机,即:第1三相绕组及第2三相绕组具有 $(180/n)$ 度的相位差,并进行旋转从而在第1三相绕组中感应出的第1三相感应电压及第2三相绕组中感应出的第2三相感应电压中分别包含 $(n \times m \pm 1)$ 次谐波分量。由此,能够减小推定出的旋转位置中包含的高次谐波分量脉动。

[0244] 实施方式6

[0245] 本发明的实施方式6中,相对于上述实施方式1,对将交流旋转电机1B作为控制对象来代替交流旋转电机1的情况进行说明。此外,本实施方式6中,省略与上述实施方式1相同的点的说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0246] 图17是表示本发明实施方式6中的交流旋转电机的控制装置的整体结构图。如图17所示,本实施方式6中的交流旋转电机的控制装置包括:第1电流检测器2、第2电流检测

器3、第1功率转换器4、第2功率转换器5以及控制器6E。另外，本实施方式6中的交流旋转电机的控制装置的控制对象为交流旋转电机1B，以代替交流旋转电机1。

[0247] 另外，控制器6E具有：第1电流坐标转换器7、第2电流坐标转换器8、第1电流减法器9、第2电流减法器10、第1电流控制器11、第2电流控制器12、第1电压坐标转换器13、第2电压坐标转换器14、电压加法器15、电流加法器16以及旋转位置推定器61。即，控制部6E与控制器6相比还具有与旋转位置推定器17不同的旋转位置推定器61。

[0248] 接着，参照图18来对交流旋转电机1B进行说明。图18是表示图17的交流旋转电机1B的第1三相绕组的U相绕组U1及第2三相绕组的U相绕组U2的等效电路的电路图。

[0249] 交流旋转电机1B是永磁体同步旋转电机，具有第1三相绕组及第2三相绕组这两组三相绕组。具体而言，交流旋转电机1B具有第1三相绕组及第2三相绕组，该第1三相绕组由U相绕组U1、V相绕组V1及W相绕组W1构成，该第2三相绕组由U相绕组U2、V相绕组V2及W相绕组W2构成。另外，交流旋转电机1B具有转子（未图示），该转子构成为由永磁体产生磁场磁通。

[0250] 关于第1三相绕组及第2三相绕组，与上述图10及图11相同，配置成U1相及U2相、V1相及V2相、W1相及W2相均设有电气角30度的相位差。另外，若将由交流旋转电机1B的转子产生的磁通的方向定义为d轴，将相较于d轴电气角前进90度的方向定义为q轴，则U相绕组U1与d轴所成的角度为 θ 度，U相绕组U2与d轴所成的角度为 $(\theta - 30)$ 度。

[0251] 此处，第1三相绕组及第2三相绕组未电连接，但通过交流旋转电机1B所构成的磁路而磁耦合。换言之，第1三相绕组及第2三相绕组处于变压器的初级侧与次级侧的耦合状态。因此，并联配置的U相绕组U1及U相绕组U2的等效电路可表示为如图18所示那样。

[0252] 图18中， M_u 表示电枢绕组互感， L_{u1} 表示第1三相绕组的电枢绕组自感， L_{u2} 表示第2三相绕组的电枢绕组自感。另外， $(L_{u1} - M_u)$ 表示第1三相绕组的漏电感， $(L_{u2} - M_u)$ 表示第2三相绕组的漏电感。此外， n 相当于变压器的匝数比。

[0253] 此外，上述值之中，尤其是 $(L_{u1} - M_u)$ 和 M_u 、以及 $(L_{u2} - M_u)$ 和 M_u 与电动机控制中使用的相间的值不同，是并联配置的第1三相绕组及第2三相绕组中的两相间的值。其中，电动机控制中使用的相间的值是U相及V相间、V相及W相间、或V相及W相间的值。

[0254] 另外，一般而言，由于交流旋转电机中并联配置的绕组的匝数相同，因此 $n = 1$ 。另外，该情况下，可以认为不仅是U1相及U2相，V1相及V2相、W1相及W2相各自的等效电路也相同。

[0255] 如上所述，交流旋转电机1B的两组三相绕组即第1三相绕组及第2三相绕组互相磁耦合，因此互相产生干扰电压。另外，在将交流旋转电机1B的等效电路坐标转换到两个旋转轴上时的d-q轴坐标上的电压方程式如下式(10)所示。

[0256] 【数学式10】

$$[0257] \quad \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} & pM_d & -\omega M_q \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} & \omega M_d & pM_q \\ pM_d & -\omega M_q & R_2 + pL_{d2} & -\omega L_{q2} \\ \omega M_d & pM_q & \omega L_{d2} & R_2 + pL_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_1 \\ 0 \\ \omega \phi_2 \end{bmatrix} \quad \dots(10)$$

[0258] 其中，式(10)中， v_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电压， v_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电

压, V_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电压, V_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电压。 i_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电流, i_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电流, i_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电流, i_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电流。 R_1 表示第1三相绕组的绕组电阻, R_2 表示第2三相绕组的绕组电阻, L_{d1} 表示第1三相绕组的d轴电感, L_{d2} 表示第2三相绕组的d轴电感, L_{q1} 表示第1三相绕组的q轴电感, L_{q2} 表示第2三相绕组的q轴电感。 ϕ_1 表示第1三相绕组的磁通交链数, ϕ_2 表示第2三相绕组的磁通交链数, ω 表示电气角速度, p 表示微分算子。 M_d 表示d轴互感, M_q 表示q轴互感。

[0259] 从式(10)可知,由于d轴互感 M_d 与q轴互感 M_q 、以及第1三相绕组的d轴电流 i_{d1} 与q轴电流 i_{q1} ,导致在第2三相绕组的d轴电压 V_{d2} 及q轴电压 V_{q2} 之间产生干扰电压。同样地,由于d轴互感 M_d 与q轴互感 M_q 、以及第2三相绕组的d轴电流 i_{d2} 与q轴电流 i_{q2} ,导致在第1三相绕组的d轴电压 V_{d1} 及q轴电压 V_{q1} 之间产生干扰电压。

[0260] 此处,在推定旋转位置时,难以将现有的感应电压方式直接适用于交流旋转电机1B,该交流旋转电机1B中,d轴电压与q轴电压、以及d轴电流与q轴电流的关系由式(10)给出。

[0261] 另外,式(10)中,由绕组电阻 R 、电感 L 及互感 M 等电气常数构成的右边第一项的矩阵由四行四列矩阵给出。因此,在将现有的感应电压方式的运算改良成能适用于式(10)的情况下,需要庞大的运算量。因此,存在难以将旋转位置推定功能安装至低价的微机的问题。

[0262] 因此,在本实施方式6中,旋转位置推定器61与上述实施方式1相同地,构成为基于dq轴电压和、dq轴电流和以及交流旋转电机1B的电气常数,来运算推定旋转位置 θ_{est} 。以下,对采用上述结构而获得的效果进行说明。

[0263] 式(10)中,进行如下定义:将右边第一项的矩阵中的第一行及第三行之和设为新的第一行,将第二行及第四行之和设为新的第二行,并使用该矩阵,将式(10)的电压方程式表示为下式(11)。

[0264] 【数学式11】

$$\begin{bmatrix} v_{d1} + v_{d2} \\ v_{q1} + v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + p(L_{d1} + M_d) & -\omega(L_{q1} + M_q) \\ \omega(L_{d1} + M_d) & R_1 + p(L_{q1} + M_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} + i_{d2} \\ i_{q1} + i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2\omega\phi_1 \end{bmatrix} \quad \dots(11)$$

[0266] 其中,式(11)中,设为 $R_1=R_2$ 、 $L_{d1}=L_{d2}$ 、 $L_{q1}=L_{q2}$ 。

[0267] 式(11)成为如下电压方程式,该电压方程式表示将d轴电压 V_{d1} 和q轴电压 V_{q1} 与d轴电压 V_{d2} 和q轴电压 V_{q2} 相加后得到的电压和、以及将d轴电流 i_{d1} 和q轴电流 i_{q1} 与d轴电流 i_{d2} 和q轴电流 i_{q2} 相加后得到的电流和之间的关系。

[0268] 此处,若比较式(11)与上述实施方式1中所说明的式(3),则可知其不同仅在于以下点,即:式(3)中的 L_{d1} 与 L_{q1} 在式(11)中分别被替换为了 $(L_{d1}+M_d)$ 与 $(L_{q1}+M_q)$ 。

[0269] 因此,本实施方式6中,相对于上述实施方式1,d轴电感的设定值 L_{dc} 与q轴电感的

设定值 L_{qc} 如下那样进行设定,旋转位置推定器61与上述实施方式1相同地运算推定旋转位置 θ_{est} 。

[0270] 具体而言,相对于上述实施方式1,d轴电感的设定值 L_{dc} 被设定为进一步加上d轴互感的设定值后得到的值。即,被设定为d轴电感 L_{d1} 及d轴电感 L_{d2} 的规格值或实测值、与d轴互感 M_d 的规格值或实测值之和。

[0271] 同样,相对于上述实施方式1,q轴电感的设定值 L_{qc} 被设定为进一步加上q轴互感的设定值后得到的值。也就是说,被设定为q轴电感 L_{q1} 及q轴电感 L_{q2} 的规格值或实测值、与q轴互感 M_q 的规格值或实测值之和。

[0272] 因此,对于d轴电压与q轴电压、以及d轴电流与q轴电流之间的关系由式(10)那样复杂的电压方程式给出的交流旋转电机1B,也能仅通过研究对旋转位置推定器61的电气常数的设定方法,从而简单地运算推定旋转位置 θ_{est} 。

[0273] 由此,本实施方式6中,将本发明适用于第1三相绕组与第2三相绕组互相发生磁干扰的交流旋转电机1B。即,将本发明中的基于dq轴电压和及dq轴电流和的旋转位置推定方式适用于上述交流旋转电机1B。由此,虽然d轴电压与q轴电压、以及d轴电流与q轴电流间的关系由复杂的电压方程式给出,但能简单地运算推定旋转位置 θ_{est} 。

[0274] 此外,本实施方式6中,为了获得磁场磁通,使用对转子设置了永磁体的同步旋转电机来作为交流旋转电机1B。然而,只要是第1三相绕组与第2三相绕组互相磁耦合的交流旋转电机,就可以将任意交流旋转电机作为交流旋转电机1B来使用。作为交流旋转电机,例如可举出磁场绕组式同步旋转电机、感应旋转电机或磁阻电动机等。

[0275] 另外,本实施方式6中,相对于上述实施方式1的结构,举例示出了将交流旋转电机1B作为控制对象来代替交流旋转电机1的情况。然而,即使构成为使用dq轴电压和及dq轴电流和中的一个来推定旋转位置,也能获得同样的效果,因此,对于上述实施方式2、3各自的结构,也可以以交流旋转电机1B为控制对象,以代替交流旋转电机1。

[0276] 如上所述,根据本实施方式6,将本发明适用于第1三相绕组与第2三相绕组互相耦合的交流旋转电机。由此,虽然d轴电压与q轴电压、以及d轴电流与q轴电流间的关系由复杂的电压方程式给出,但能简单地运算推定旋转位置。

[0277] 实施方式7

[0278] 本发明的实施方式7中,对具备上述实施方式16中的各个交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置进行说明。上述实施方式16中的各个交流旋转电机的控制装置能够适用于产生对转向转矩进行辅助的转矩的电动助力转向装置。

[0279] 此外,本发明的实施方式7中,作为一个示例,对具备上述实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置进行说明。另外,本实施方式7中,省略与上述实施方式1相同的点的说明,以与上述实施方式1不同的点为中心进行说明。

[0280] 图19是表示本发明实施方式7中的电动助力转向装置的整体结构图。如图19所示,电动助力转向装置包括:交流旋转电机1、上述实施方式1中的交流旋转电机的控制装置、转矩检测器74以及电流指令值运算器75。

[0281] 搭载有电动助力转向装置的车辆的驾驶员将方向盘71左右旋转来使前轮72转向。

[0282] 转矩检测器74检测转向系统的转向转矩,并将检测出的转向转矩输出至电流指令值运算器75。

[0283] 电流指令值运算器75是基于转矩检测器74所检测出的转向转矩来运算对交流旋转电机1的控制指令的控制指令运算器的一个示例。具体而言,电流指令值运算器75基于从转矩检测器74输入的转向转矩来运算dq轴电流指令以作为对交流旋转电机1的电流指令,以使得交流旋转电机1产生对转向系统的转向转矩进行辅助的转矩,并将运算出的dq轴电流指令输出至控制器6。

[0284] 控制器6基于从电流指令值运算器75输入的dq轴电流指令来运算第1三相电压指令及第2三相电压指令,并将运算出的第1三相电压指令输出至第1功率转换器4,将运算出的第2三相电压指令输出至第2功率转换器5。另外,通过分别由第1功率转换器4及第2功率转换器5施加电压,从而交流旋转电机1经由齿轮73产生对转向转矩进行辅助的转矩。

[0285] 由此,本实施方式7中,通过构成具备上述实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的电动助力转向装置,从而对于交流旋转电机1的电气常数的变动,也能减小旋转位置误差。其结果是,能够获得与交流旋转电机1的实际的旋转位置更接近的旋转位置的推定值,以作为推定旋转位置 θ_{est} ,因此交流旋转电机1能输出精度更高的转矩。

[0286] 此外,本实施方式7中,作为一个示例,举例示出了对电动助力转向装置适用上述实施方式1中的交流旋转电机的控制装置的情况,但也可以应用上述实施方式26各自的交流旋转电机的控制装置。

[0287] 此处,作为一个示例,在电动助力转向装置中使用交流旋转电机1A以代替交流旋转电机1的情况下,应用上述实施方式5中的交流旋转电机的控制装置。由此,能够减小推定出的旋转位置中包含的六次谐波分量。因此,能减小交流旋转电机1A产生的六次谐波分量的影响,因而能够减小转动方向盘时感受到的六次谐波分量的影响。其结果是,能更顺畅地转动方向盘。

[0288] 另外,作为另一个示例,在电动助力转向装置中使用交流旋转电机1B以代替交流旋转电机1的情况下,应用上述实施方式6中的交流旋转电机的控制装置。由此,在电动助力转向装置中,即使使用第1三相绕组与第2三相绕组互相磁耦合的交流旋转电机,也能以简单的运算来推定旋转位置,因此能够在低价的微机中实现对旋转位置进行推定的控制器。

[0289] 如上所述,根据本实施方式7,电动助力转向装置构成为包括:交流旋转电机的控制装置;转矩检测器,该转矩检测器检测转向转矩;以及控制指令运算器,该控制指令运算器基于转矩检测器所检测出的转向转矩来运算对交流旋转电机的控制指令,以使得交流旋转电机产生对转向转矩进行辅助的转矩。

[0290] 由此,能够获得与交流旋转电机的实际的旋转位置更接近的旋转位置的推定值,以作为推定旋转位置,因此交流旋转电机能输出精度更高的转矩。

[0291] 此外,本实施方式17中,举例示出了在两个旋转轴即d-q轴上求出电压和及电流和的情况,即、运算dq轴电压和及dq轴电流和的情况,但并不局限于此。即,在静止坐标上求出基于用于分别向N组三相绕组施加交流电压的N组电压指令的电压和、以及基于分别流过N组三相绕组的N组电流的电流和,也能获得相同的效果。此处所说的静止坐标意味着三相静止坐标、或二相正交静止坐标即 $\alpha-\beta$ 轴。

[0292] 此处,参照上述图8可知,下部所示的三相静止坐标上的电流和、即 $i_{1u}+i_{2u}$ 、 $i_{1v}+i_{2v}$ 、 $i_{1w}+i_{2w}$ 与各组的电流、即 i_{1u} 、 i_{1v} 、 i_{1w} 、 i_{2u} 、 i_{2v} 、 i_{2w} 相比,高次谐波相对于基波的含有比率有所下降。图8中,图示出了N为2时的波形,但N为3以上时也相同。

[0293] 因此,在三相静止坐标上运算电流和,并基于运算出的电流和来推定旋转位置的情况下,也能获得与两个旋转轴上的电流和相同的推定位置的精度提高效果。另外,在二相正交静止坐标上运算电流和的情况下当然也能获得相同的效果。另外,关于电压和,在三相静止坐标上或二相正交静止坐标上进行运算的情况下,当然也能获得与在两个旋转轴上进行运算的情况相同的推定位置的精度提高效果。

[0294] 此外,如上所述,对于本实施方式17分别举出具体示例并进行了说明,但可以对各实施方式的结构进行任意组合,当然在该情况下能重复获得各实施方式的效果。

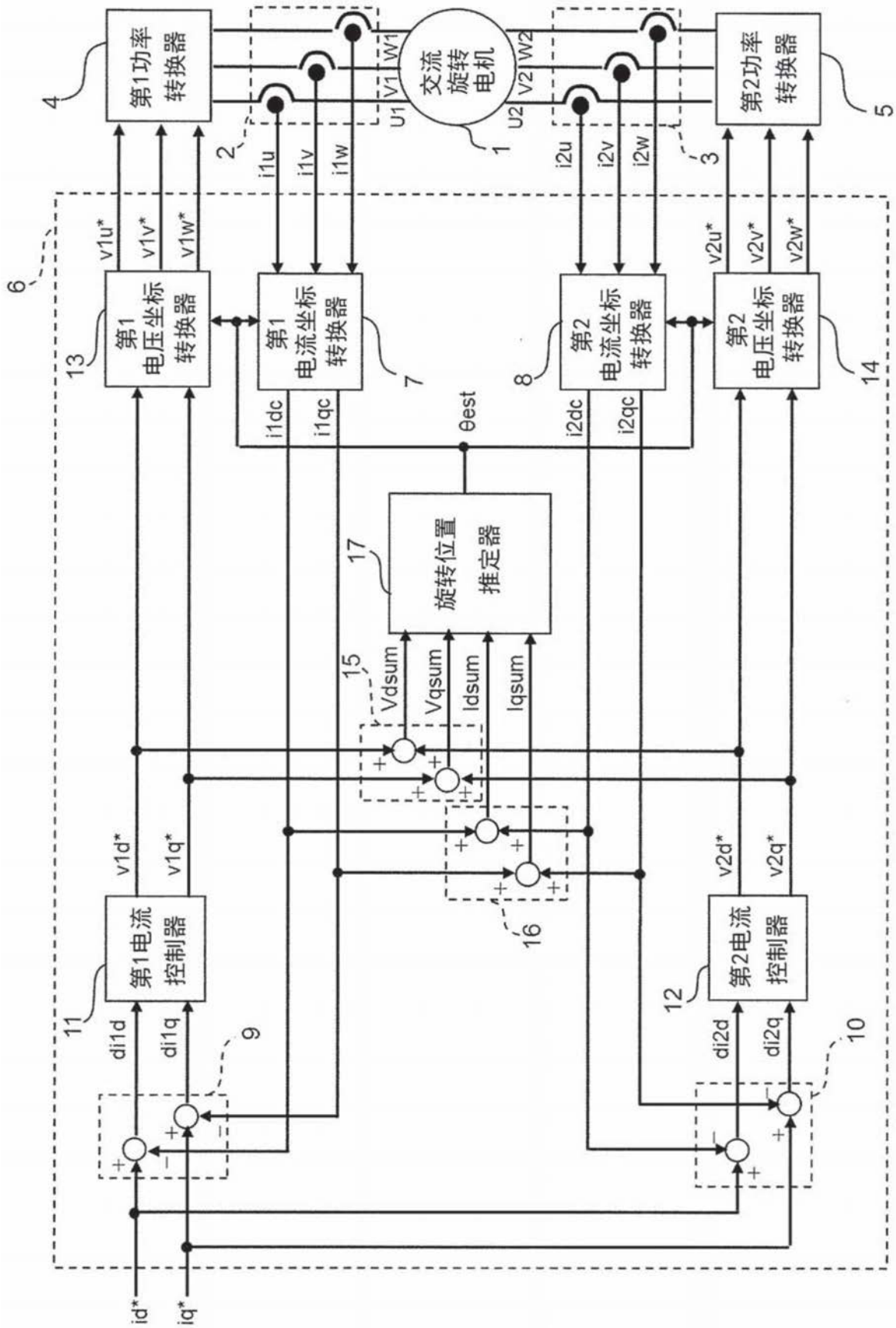


图1

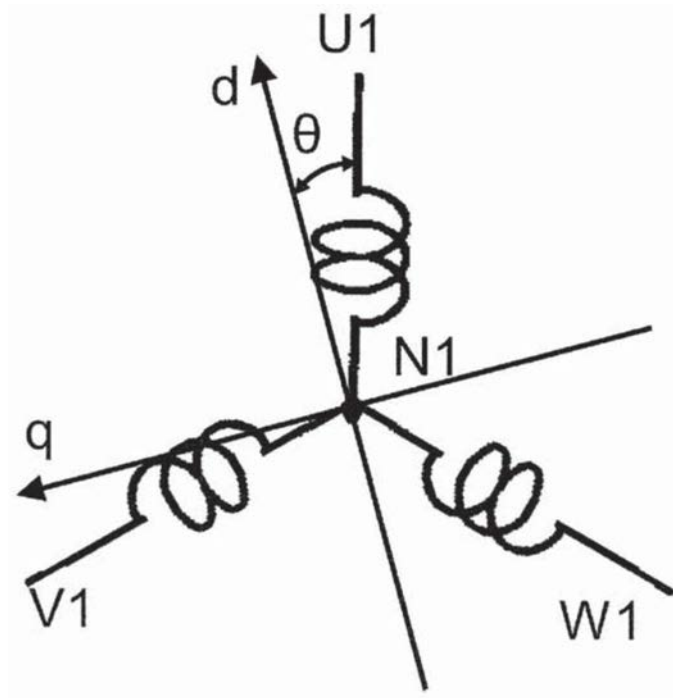


图2

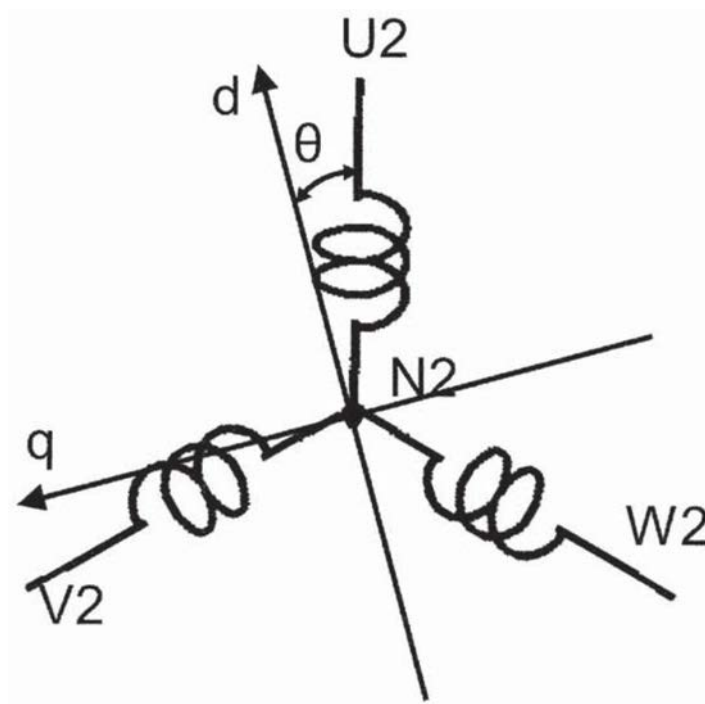


图3

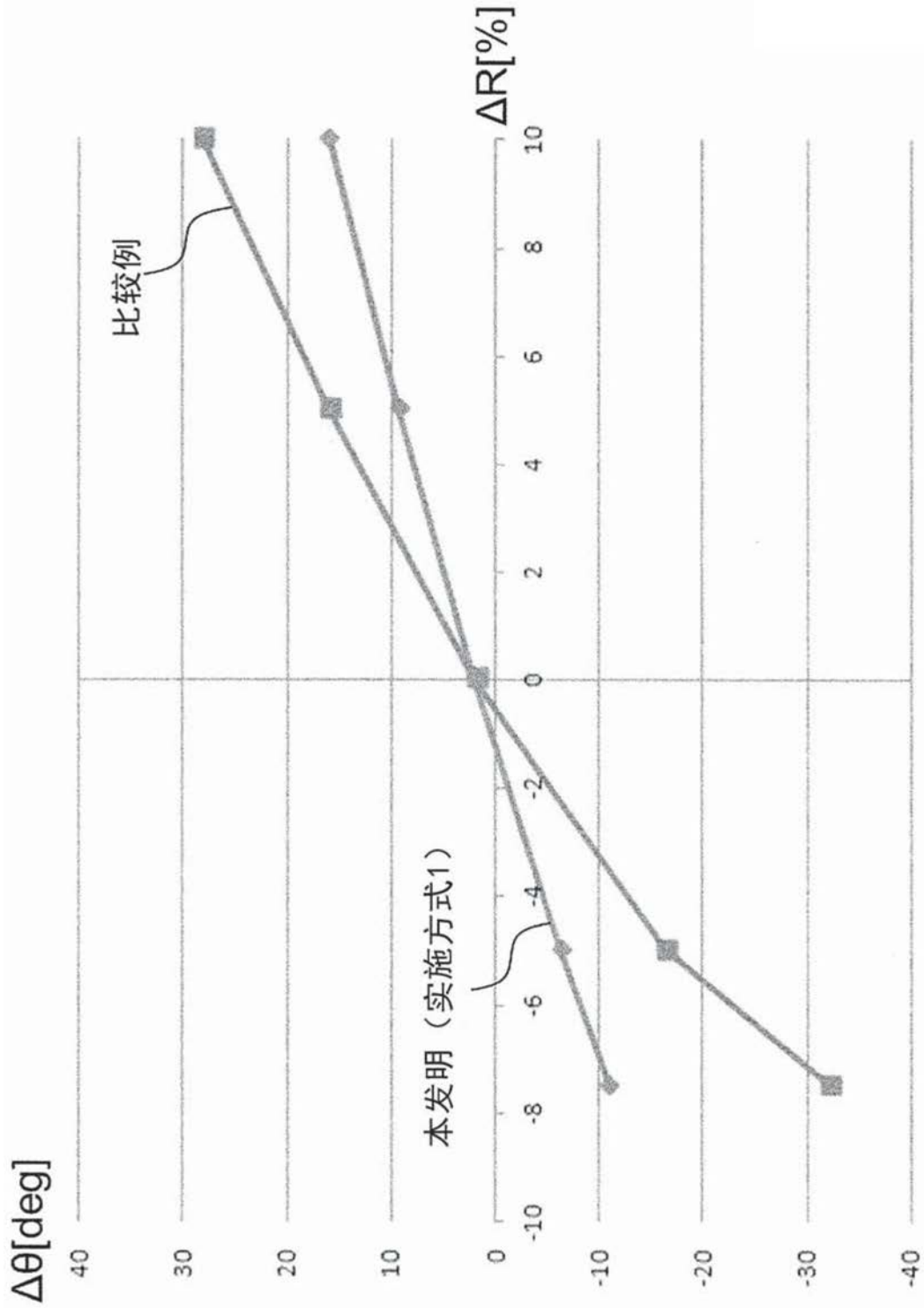


图4

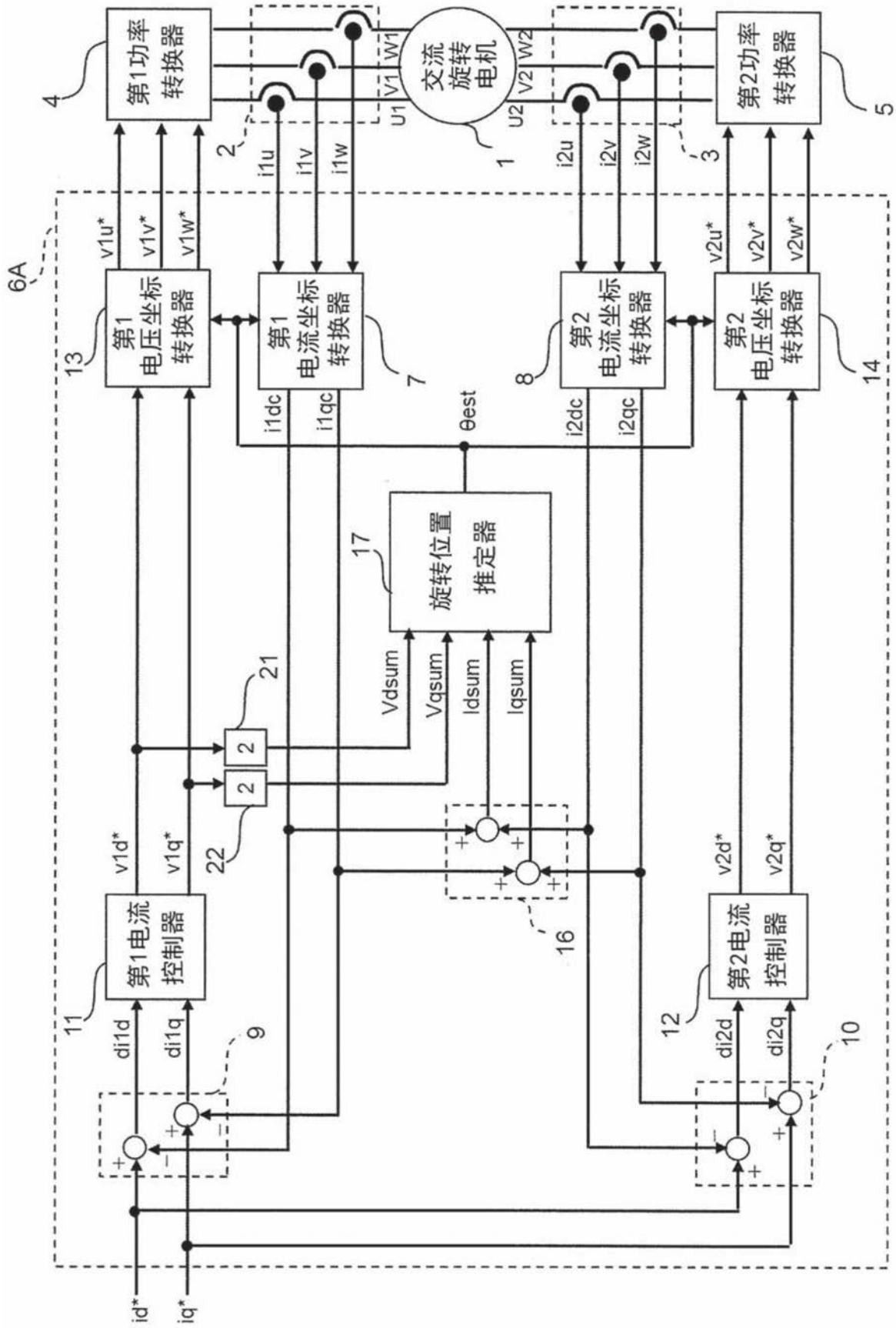


图5

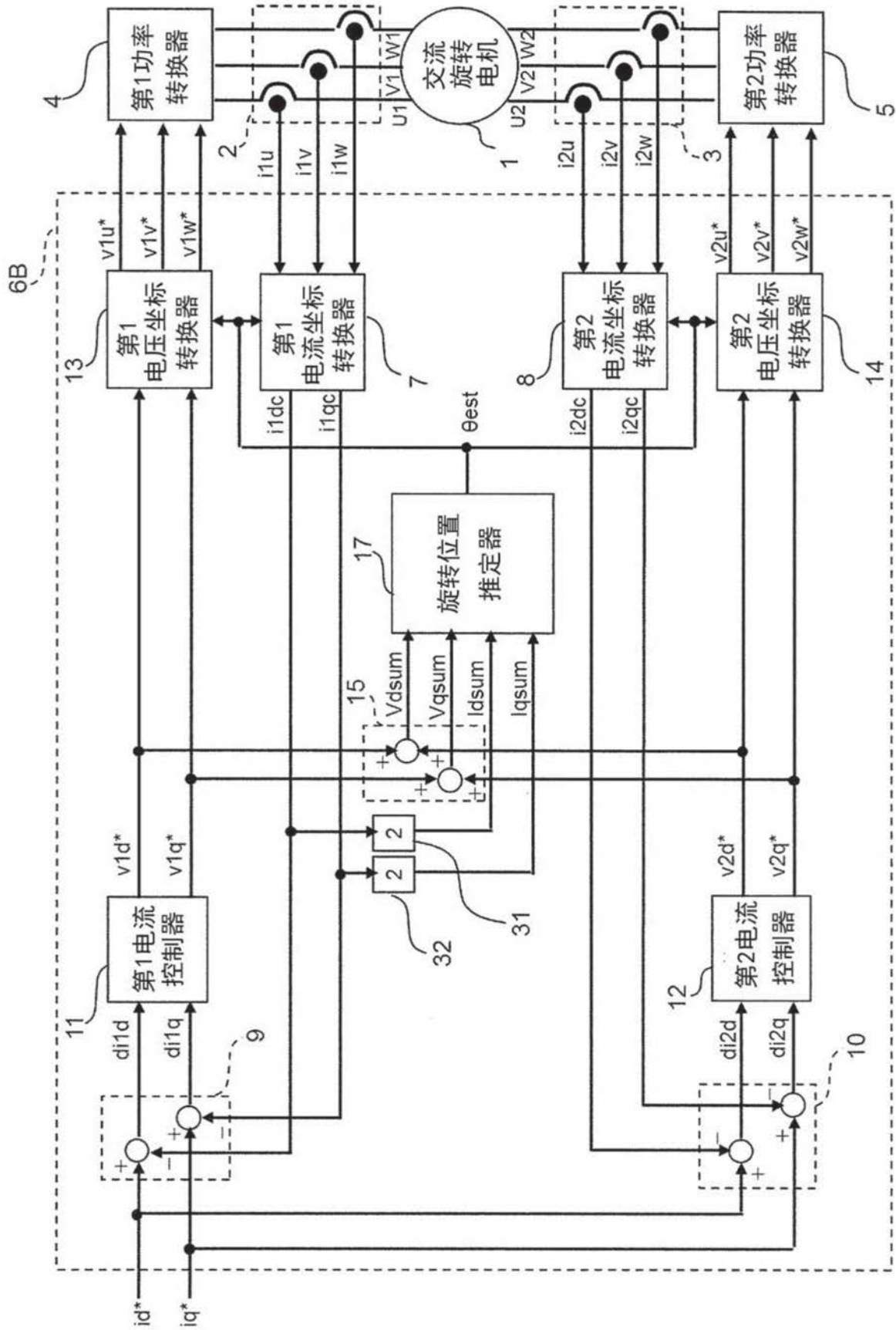


图6

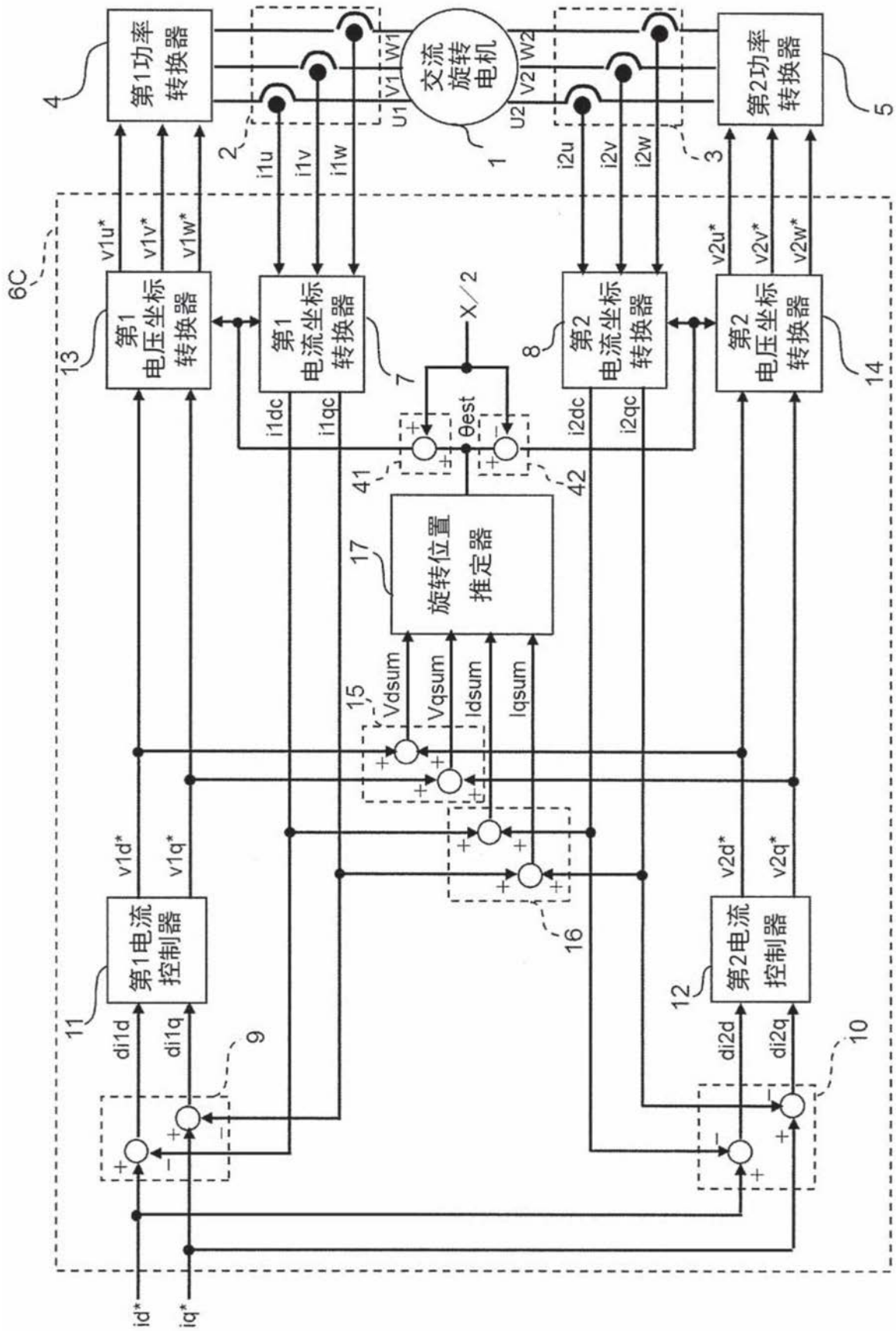


图7

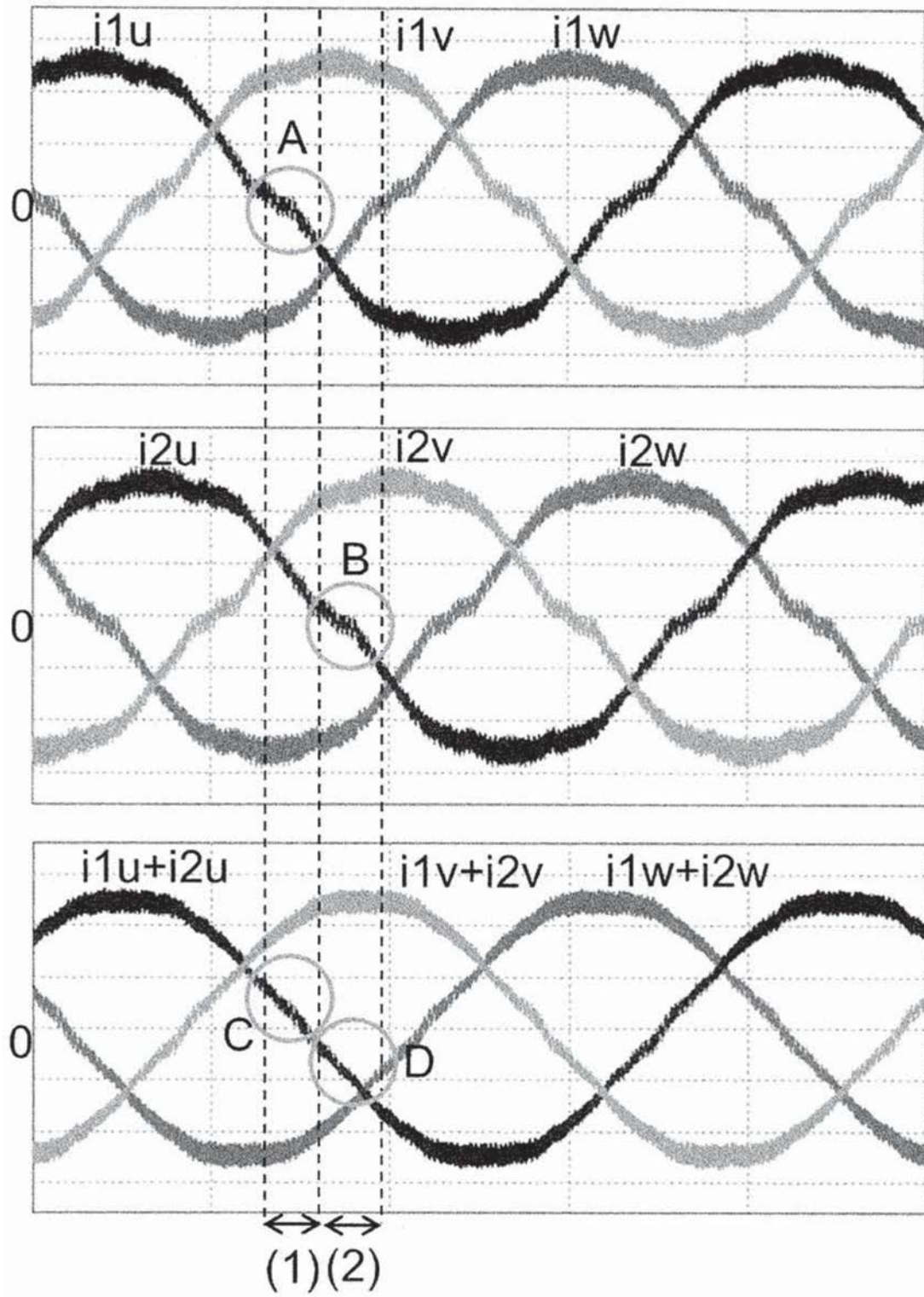


图8

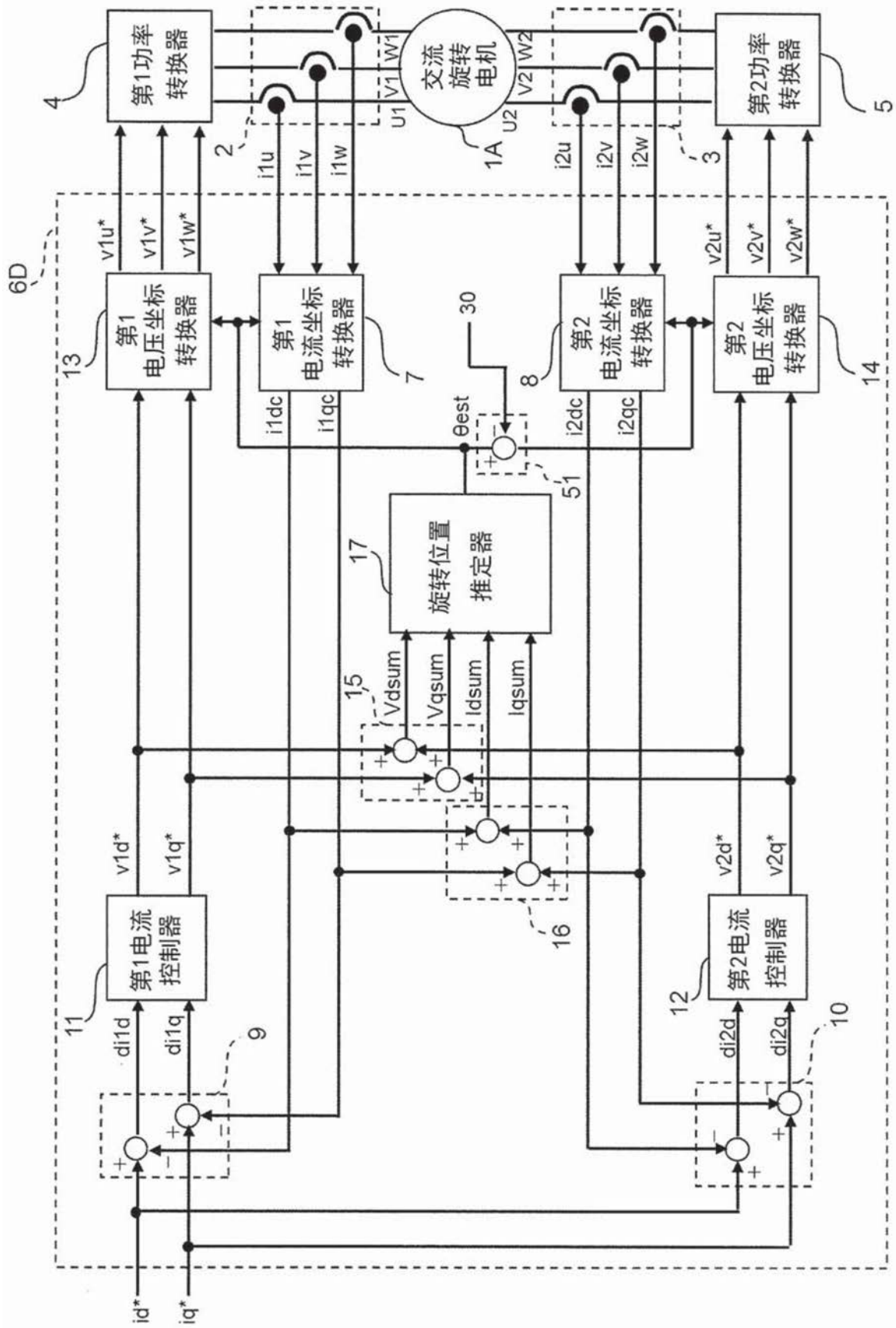


图9

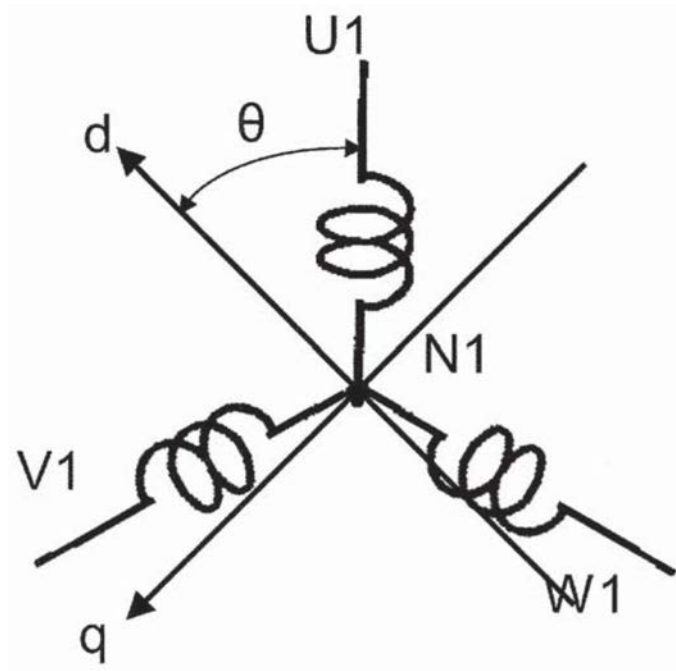


图10

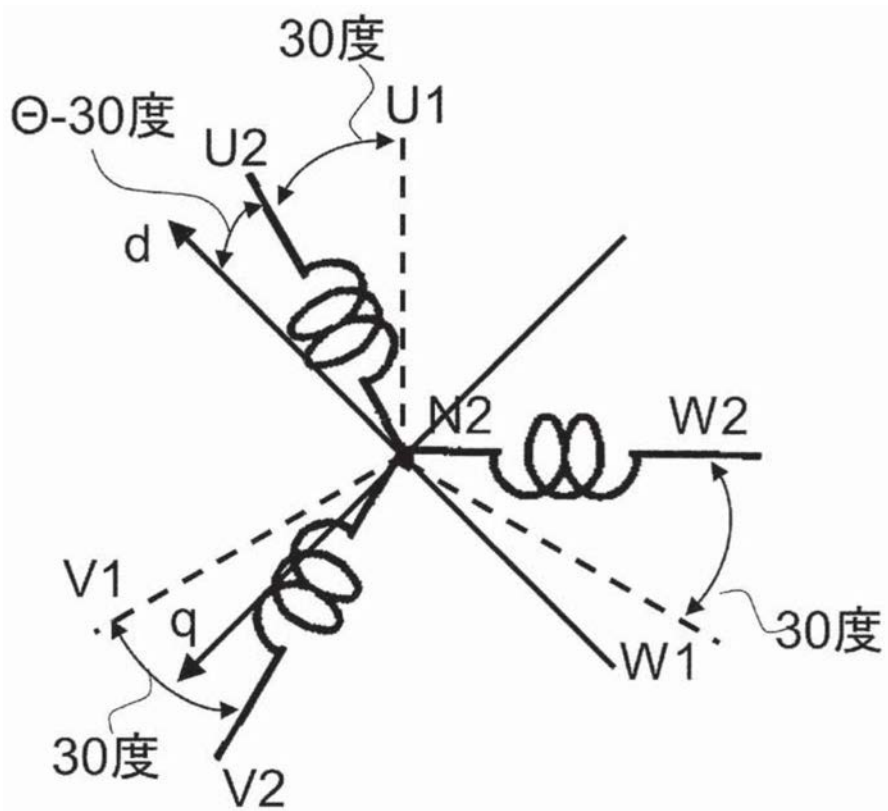


图11

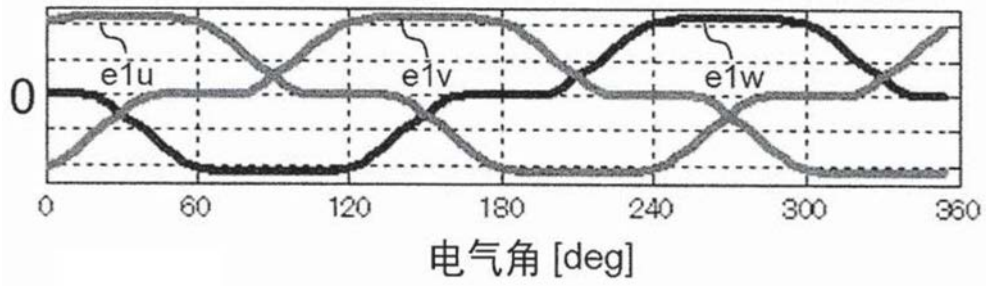


图12

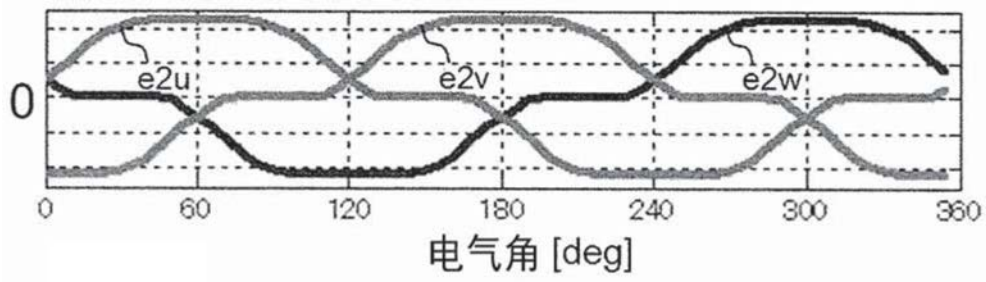


图13

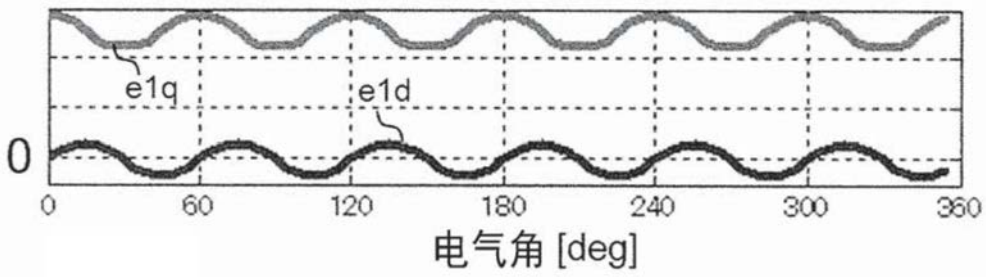


图14

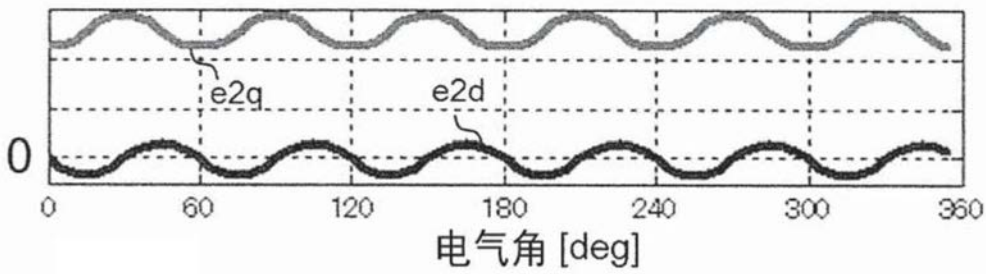


图15

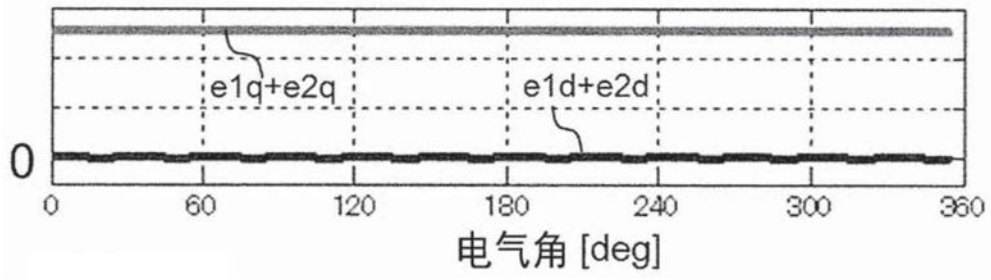


图16

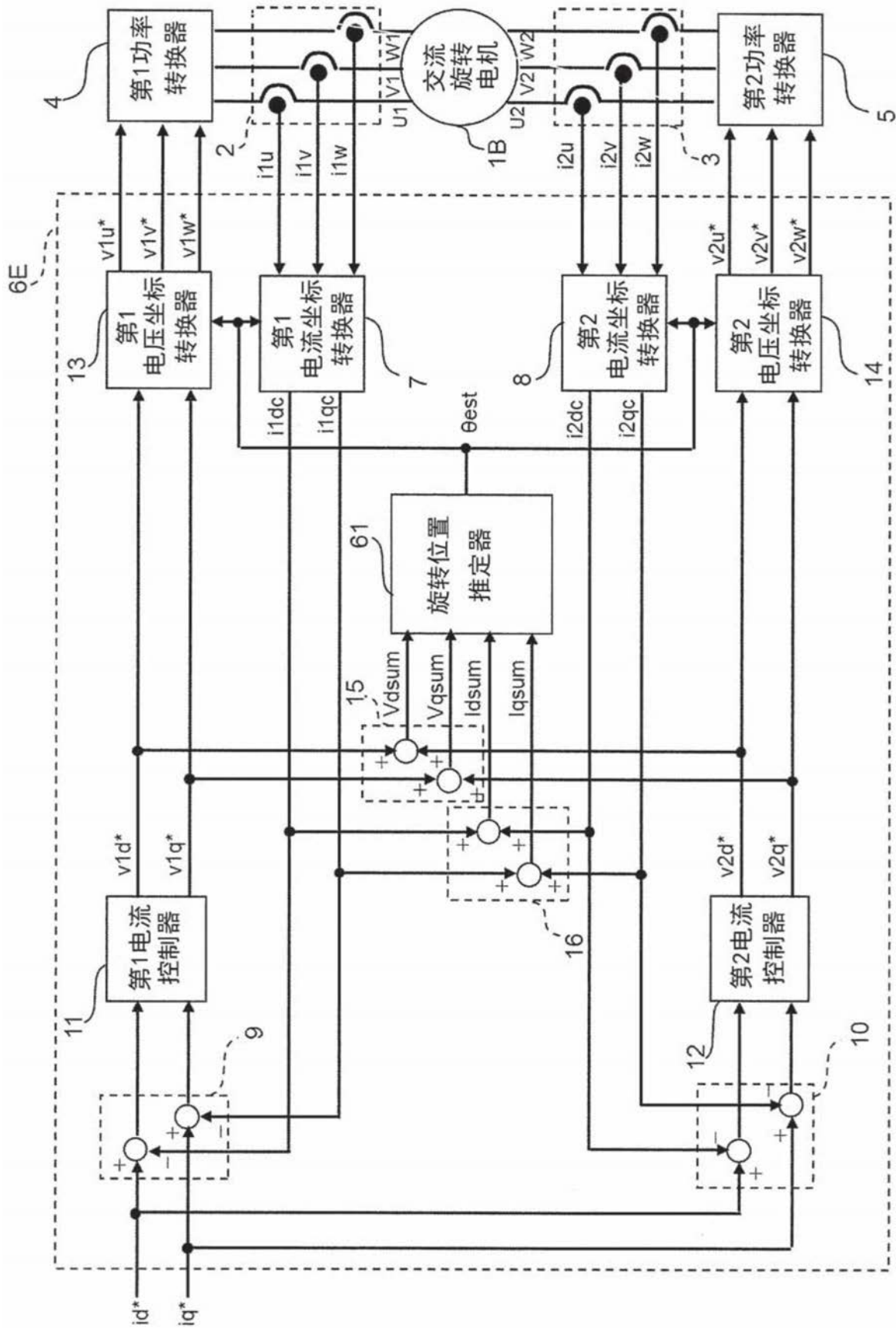


图17

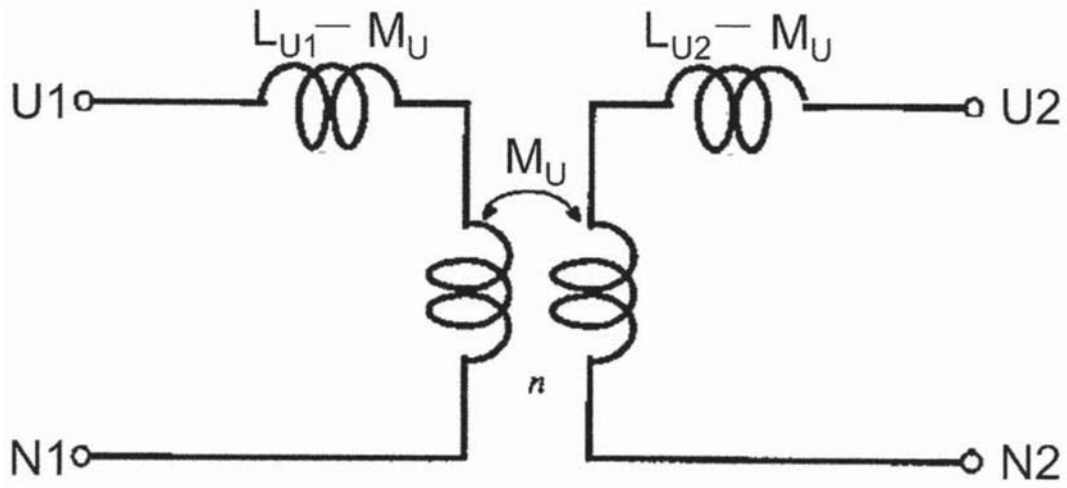


图18

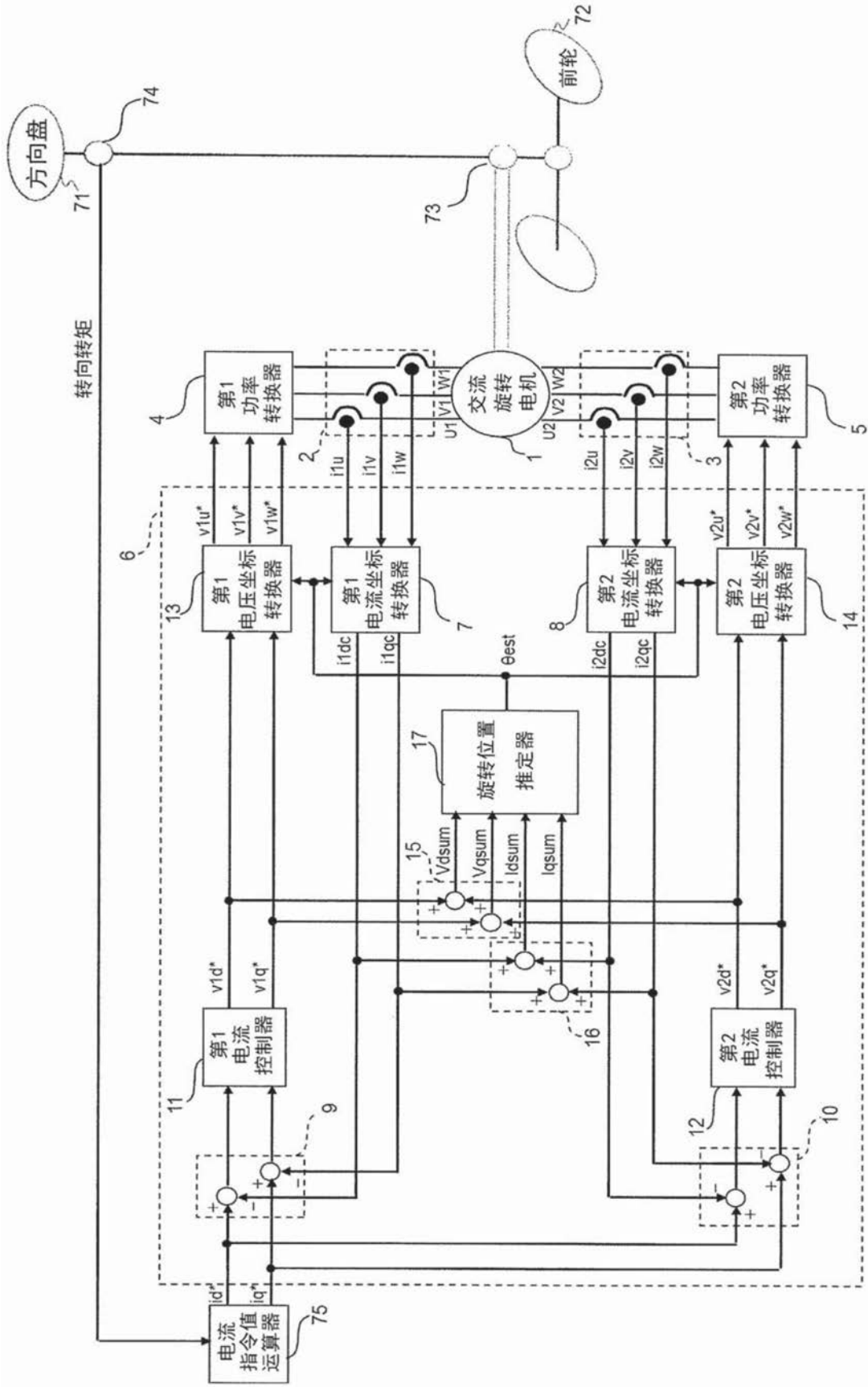


图19