(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国 际 局

(43) 国际公布日
2020 年 11 月 19 日 (19.11.2020)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2020/227891 A1

(51) 国际专利分类号:
H02P 21/14 (2016.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2019/086653

(22) 国际申请日: 2019 年 5 月 13 日 (13.05.2019)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人: 中国科学院深圳先进技术研究院 (SHENZHEN INSTITUTES OF ADVANCED TECHNOLOGY CHINESE ACADEMY OF SCIENCES) [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区深圳大学城学苑大道 1068 号, Guangdong 518055 (CN)。

(72) 发明人: 孙天夫 (SUN, Tianfu); 中国广东省深圳市南山区深圳大学城学苑大道 1068 号, Guangdong 518055 (CN)。 谢刚 (XIE, Gang); 中国广东省深圳市南山区深圳大学城学苑大道 1068 号, Guangdong 518055 (CN)。 李慧云 (LI, Huiyun); 中国广东省深圳市南山区深圳大学城学苑大道 1068 号, Guangdong 518055 (CN)。 梁嘉宁 (LIANG, Jianing); 中国广东省深圳市南山区深圳大学城学苑大道 1068 号, Guangdong 518055 (CN)。

(74) 代理人: 深圳智趣知识产权代理事务所 (普通合伙) (SHENZHEN IPLUS INTELLECTUAL PROPERTY AGENCY (GENERAL PARTNERSHIP)); 中国广东省深圳市福田区梅林街道梅都社区梅林路 48 号理想公馆 2427, Guangdong 518000 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,

(54) **Title:** ELECTRIC MOTOR CONTROL METHOD, CONTROLLER, STORAGE MEDIUM AND ELECTRIC MOTOR DRIVING SYSTEM

(54) 发明名称: 电机控制方法、控制器、存储介质及电机驱动系统

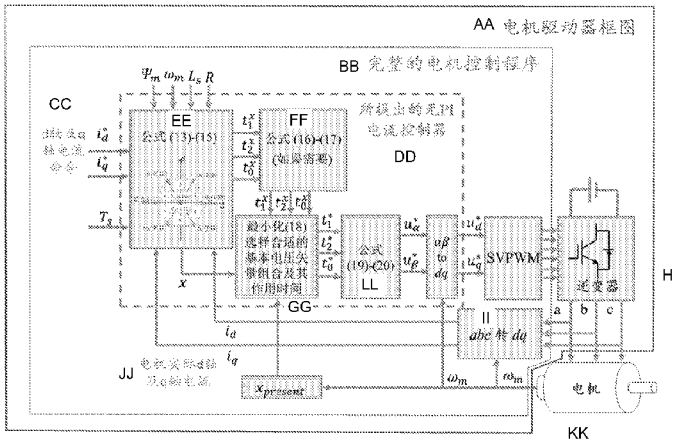


图 5

AA Electric motor driver block diagram
BB Complete electric motor control program
CC d-axis and q-axis current commands
DD Provided no-PI current controller
EE Formulas (13)-(15)
FF Formulas (16) and (17) (if necessary)
GG Minimize (18), and select a suitable basic voltage vector combination and an action time thereof
HH Inverter
II abc to dq
JJ Actual d-axis and q-axis currents of an electric motor
KK Electric motor
LL Formulas (19) and (20)

(57) **Abstract:** Disclosed are an electric motor control method, a controller, a storage medium and an electric motor driving system. Controlled variable values, predicted when different alternative voltage vector groups act, can be obtained on the basis of a pre-constructed relationship model; then, by means of the relationship model and the alternative voltage vector groups, an action time group corresponding to each alternative voltage vector group, after one prediction control period elapses and when the predicted controlled variable value is the same as a control command value, is deduced inversely; afterwards, an optimal alternative voltage vector group and a corresponding action time group are screened out; and the optimal alternative voltage vector group and the action time group are then combined into a voltage vector command on the basis of an equivalent vector synthesis principle, and the voltage vector command is decomposed to a corresponding coordinate system in order to obtain a voltage command, so that the voltage command can act on an electric motor or an inverter to drive the electric motor to run. Therefore, no PI controller is needed to control an electric motor, thereby effectively improving the performance of an electric motor and a driving system therefor.

WO 2020/227891 A1

[见续页]

GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国(除另有指明，要求每一种可提供的地区保护)：ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要：一种电机控制方法、控制器、存储介质及电机驱动系统，可基于预先构建的关系模型，得到不同备选电压矢量组作用时所预测的被控量的值，再由该关系模型及备选电压矢量组，反推出当一个预测控制周期后，若所预测的被控量的值与控制命令值相同时，各备选电压矢量组所对应的作用时间组，然后筛选出最优的备选电压矢量组及对应的作用时间组，再基于等效矢量合成原理，由最优备选电压矢量组及作用时间组合成电压矢量命令，并将其分解到相应坐标系，得到电压命令，进而可将该电压命令作用于电机或逆变器，驱动电机运转，从而无需PI控制器进行电机的控制，有效提高电机及其驱动系统性能。

电机控制方法、控制器、存储介质及电机驱动系统

技术领域

本发明属于电力电子领域，尤其涉及一种电机控制方法、控制器、存储介质及电机驱动系统。

背景技术

电机被广泛应用于航空航天、工业自动化以及电动汽车等领域而电机驱动技术的优劣直接决定了电机驱动系统整体的可靠性、稳定性、效率等诸多方面。

目前被广泛采用的电机驱动技术主要是基于比例积分（Proportional Integral，PI）控制器的空间矢量控制（Filed Oriented Control，FOC），其基本控制原理如图 1 所示，现有的 FOC 技术主要通过两个 PI 电流控制器分别调节电机的 d-轴和 q-轴电流，并产生相应的电压命令作用于空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation，SVPWM）模块生成调制波来驱动逆变器，从而实现对电机的控制。为了避免 d-轴和 q-轴电流耦合，现有 FOC 控制技术还需要通过电流解耦模块实现对 d-轴和 q-轴电流的解耦。

但是，由于上述 FOC 技术的电流控制一般基于 PI 控制器，因此存在积分饱和、d-q 轴电流耦合、不易处理系统约束、动态响应速度慢、PI 参数整定困难以及超调和过冲等问题，严重影响电机及其驱动系统性能的进一步提高。

发明内容

本发明的目的在于提供一种电机控制方法、控制器、存储介质及电机驱动系统，旨在解决现有技术所存在的、因采用 PI 控制器而存在的电机及其驱动系统性能无法有效提高的问题。

一方面，本发明提供了一种电机控制方法，包括：

获得当前时刻电机定子侧的若干当前被控量的观测值、所述电机的当前转子电角速度，以及预测控制周期内所述电机运行工况下的电机参数；

将预测控制周期、所述当前被控量的观测值、所述电机参数、所述当前转子电角速度，以及若干备选电压矢量组输入至一关系模型，得到各所述备选电压矢量组对应的各当前预测被控量值组，所述备选电压矢量组包括逆变器所输出的基本电压矢量及零电压矢量，所述当前预测被控量值组包括若干当前被控量预测值，并令所述当前被控量预测值等于当前控制命令值，得到与各所述备选电压矢量组对应的各作用时间组，所述作用时间组包括所述基本电压矢量及所述零电压矢量的作用时间；

利用预先建立的、以所述作用时间组为条件的损失函数，选择造成损失函数值最小的所述作用时间组及对应的所述备选电压矢量组；

由所选择的所述作用时间组及所述备选电压矢量组，得到所述逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一 d 轴电压值及下一 q 轴电压值。

进一步的，所述当前被控量观测值为：由所述电机定子侧的当前各相电流测量值变换得来的当前 d 轴电流值与当前 q 轴电流值，所述当前被控量预测值为：当前 d 轴预测电流值和当前 q 轴预测电流值，

或者，所述当前被控量观测值为：基于磁链观测器观测得到的当前定子磁链幅值与当前定子磁链角度值，所述当前被控量预测值为：当前定子磁链幅度预测值和当前定子磁链角度预测值。

进一步的，所述方法还包括：

对所述预测控制周期进行调节。

进一步的，一所述备选电压矢量组对应一静止坐标系扇区，所述扇区对应两个所述基本电压矢量，

所述损失函数通过如下方式构建：当所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间均有效时，以所述备选电压矢量组所对应的备选扇区编号，以及，当前 d 轴电压分量与当前 q 轴电压分量所合成的当前电压合矢量对

应的当前扇区编号，确定损失函数值。

进一步的，所述方法还包括：

当所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间之和大于所述预测控制周期时，对所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间进行等比例缩小。

进一步的，由所选择的所述作用时间组及所述备选电压矢量组，得到所述逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一 d 轴电压值及下一 q 轴电压值，具体包括：

由所选择的所述作用时间组及所述备选电压矢量组，得到静止坐标系下当前输出的下一 α 轴电压值及下一 β 轴电压值；

由所述下一 α 轴电压值及所述下一 β 轴电压值，得到旋转坐标系下所述逆变器当前输出的所述下一 d 轴电压值及所述下一 q 轴电压值。

进一步的，所述电机参数从数据表调用或通过在线参数辨识技术获得，所述电机参数包括如下参数中的一种或多种的组合：d 轴电感、q 轴电感、永磁体磁链、定子电阻及电机极对数。

另一方面，本发明还提供了一种电机控制器，包括存储器及处理器，所述处理器执行所述存储器中存储的程序时实现如上述方法中的步骤。

另一方面，本发明还提供了一种可读存储介质，所述可读存储介质存储有程序，所述程序被处理器执行时实现如上述方法中的步骤。

另一方面，本发明还提供了一种电机驱动系统，包括：逆变器、空间矢量脉宽调制模块以及如权利要求 8 所述的电机控制器，所述空间矢量脉宽调制模块将所述下一 d 轴电压值及所述下一 q 轴电压值转换成所述逆变器的状态控制命令，以实现对所述电机的驱动控制。

本发明根据拟设置的预测控制周期、当前被控量的观测值、电机参数以及转子电角速度，构建当不同备选电压矢量组作用时，所预测的被控量的值与上述备选电压矢量组中电压矢量的作用时间之间的关系模型，由上述模型及备选

电压矢量组合，反推出当一个预测控制周期后，若所预测的被控量值与控制命令值相同时，各备选电压矢量组所对应的各作用时间组，然后筛选出最优的备选电压矢量组及对应的作用时间组，再基于等效矢量合成原理，将所选择的备选电压矢量组根据其中各个电压矢量所对应的作用时间合成电压矢量命令，并将其分解到相应坐标系，得到电压命令，最后利用空间脉宽调制技术将上述电压命令作用于逆变器及电机，驱动电机运转。这样，无需 PI 控制器进行电机的控制，避免现有电机控制技术所存在的电流耦合、参数难以整定、积分饱和以及快速响应和超调过冲之间的矛盾，有效提高电机及其驱动系统性能。

附图说明

图 1 是现有技术的 FOC 原理图；

图 2 是本发明实施例一提供的电机控制方法的实现流程图；

图 3 是本发明实施例四提供的电机控制器的结构示意图；

图 4 是本发明实施例六提供的电机驱动系统的结构示意图；

图 5 是本发明具体应用例一提供的无 PI 电机控制策略示意图；

图 6 是本发明具体应用例一中三相两级逆变器的电路拓扑示意图；

图 7 是本发明具体应用例一中六个有效基本电压矢量和两个零电压矢量示意图；

图 8 是本发明具体应用例一中通过基本矢量合成任意电压矢量示意图；

图 9 是本发明具体应用例一对应实验及仿真数据中所发明的电机驱动技术的实验测试结果一；

图 10 是本发明具体应用例一对应实验及仿真数据中与图 9 所示工况对应的电机三相电流示意图；

图 11 是本发明具体应用例一对应实验及仿真数据中所发明的电机驱动技术与现有基于 PI 控制器的空间矢量控制技术进行的计算机仿真和对比示意图；

图 12 是本发明具体应用例一对应实验及仿真数据中 T_s=0.01 秒、0.001 秒、

0.0001 秒时电机驱动技术对转矩阶跃命令响应效果的计算机仿真对比图。

图 13 是本发明具体应用例二提供的无 PI 电机控制策略示意图；

图 14 是本发明具体应用例二对应实验及仿真数据中所发明的电机驱动技术的对磁链角度的控制结果；

图 15 是本发明具体应用例二对应实验及仿真数据中与图 14 所示工况对应的电机磁链幅值控制结果示意图；

图 16 是本发明具体应用例二对应实验及仿真数据中与图 14 所示工况相对应的电机转矩控制结果示意图；

图 17 是本发明具体应用例二对应实验及仿真数据中 T_s=0.001 秒、0.0001 秒时电机驱动技术对转矩阶跃命令响应效果的计算机仿真对比图。

具体实施方式

为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本发明进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明，并不用于限定本发明。

以下结合具体实施例对本发明的具体实现进行详细描述：

实施例一：

图 2 示出了本发明实施例一提供的电机控制方法的实现流程，为了便于说明，仅示出了与本发明实施例相关的部分，详述如下：

在步骤 S201 中，获得当前时刻电机定子侧的若干当前被控量的观测值、所述电机的当前转子电角速度，以及预测控制周期内电机运行工况下的电机参数。

本实施例中，逆变器通过其开关管的状态变化，对电机定子侧输出变化的 a、b、c 三相电流进行控制，从而控制电机工作。

三相电流可由霍尔传感器或电阻采集。三相电流可通过 clark 变换和 park 变换，得到相应的、旋转坐标系下的直轴电流即 d 轴电流，以及交轴电流即 q

轴电流。另外，还可以通过电机磁链观测器，对电机定子侧进行观测，得到相应的、f-t 坐标系下（或称为 f-m 坐标系）的定子磁链幅值与定子磁链角度值。上述 d、q 轴电流值，或定子磁链幅值、角度值即为上述当前被控量观测值。当前被控量观测值还可以是在其他坐标系下的其他类型的数值。

电角速度可通过位置传感器或无位置传感技术采集得到。

在后续关系模型中，还需要借助相应的电机参数，例如：d 轴电感、q 轴电感、永磁体磁链、定子电阻及电机极对数等。这些电机参数中的全部或部分都可以预先固定设置，或者从数据表调用，或者通过在线参数辨识技术获得。

需预先或实时构建一逆变器所输出的基本电压矢量及零电压矢量的作用时间与所预测的被控量值的关系模型，即预测模型。本实施例中，建立相应坐标系（即 d-q 坐标系或 f-t 坐标系等）下的预测模型，以预测控制周期、当前被控量观测值、电机参数及当前转子电角速度作为输入，得到各电压矢量组及其作用时间与所预测的被控量值的关系。

在步骤 S202 中，将预测控制周期、当前被控量的观测值、电机参数、当前转子电角速度，以及若干备选电压矢量组输入至一关系模型，得到各备选电压矢量组对应的各当前预测被控量值组，备选电压矢量组包括逆变器所输出的基本电压矢量及零电压矢量，当前预测被控量值组包括若干当前被控量预测值，并令当前被控量预测值等于当前控制命令值，得到与各备选电压矢量组对应的各作用时间组，作用时间组包括基本电压矢量及零电压矢量的作用时间。

本实施例中，对于逆变器而言，逆变器开关管的开关状态可对应若干数量的基本电压矢量及零电压矢量。备选电压矢量组可由基本电压矢量及零电压矢量组成。这些基本电压矢量及零电压矢量可投射到静止坐标系（即 α - β 坐标系）下的空间电压矢量分布图上，空间电压矢量分布图上分布有若干扇区，基本电压矢量对应到扇区的边位置上，零电压矢量对应到静止坐标系的原点，那么，每个扇区对应有零电压矢量及两个基本电压矢量，而一个备选电压矢量组对应一个扇区。

每一备选电压矢量组对应一个作用时间组，该作用时间组包括相应的基本电压矢量的作用时间及零电压矢量的作用时间。

在步骤 S203 中，利用预先建立的、以作用时间组为条件的损失函数，选择造成损失函数值最小的作用时间组及对应的备选电压矢量组。

本实施例中，对各扇区所对应的各备选电压矢量组以及与各备选电压矢量组对应的各作用时间组进行筛选，从中选择可实现快速瞬态响应且被控量波动最小的备选电压矢量组及作用时间组。

损失函数可基于计算得到的作用时间是否有效进行判断输出，每备选电压矢量组及每作用时间组可对应一损失函数值，根据各损失函数值比较，得到最小损失函数值，并确定最小损失函数值所对应的备选电压矢量组及作用时间组。

在步骤 S204 中，由所选择的作用时间组及对应的备选电压矢量组，得到逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一 d 轴电压值及下一 q 轴电压值。

本实施例中，最小损失函数值所对应的备选电压矢量组及作用时间组被确定后，则可通过该备选电压矢量组及作用时间组，得到静止坐标系下的 α 轴电压分量及 β 轴电压分量，进而由 α 轴电压分量及 β 轴电压分量转换得到 d 轴电压分量及 q 轴电压分量。所得到的 d 轴电压分量及 q 轴电压分量则被输出到逆变器，进行下一阶段电机的控制。

实施本实施例，根据拟设置的预测控制周期、当前被控量观测值、电机参数以及转子电角速度，构建当不同备选电压矢量组作用时，所预测的被控量值与上述备选电压矢量组中电压矢量的作用时间之间的关系模型，由上述模型及备选电压矢量组合，反推出当一个预测控制周期后，若所预测的被控量值与控制命令值相同时，各备选电压矢量组所对应的各作用时间组，然后筛选出最优的备选电压矢量组及对应的作用时间组，再基于等效矢量合成原理，将所选择的备选电压矢量组根据其中各个电压矢量所对应的作用时间合成电压矢量命令，并将其分解到相应坐标系，得到电压命令，最后利用空间脉宽调制技术将上述

电压命令作用于电机，驱动电机运转。这样，无需 PI 控制器进行电机的控制，避免现有电机控制技术所存在的电流耦合、参数难以整定、积分饱和以及快速响应和超调过冲之间的矛盾，有效提高电机及其驱动系统性能。

实施例二：

本实施例在实施例一基础上，进一步提供了如下内容：

本实施例中，步骤 S203 所涉及的损失函数通过如下方式构建：

当作用时间组中各基本电压矢量对应的作用时间均有效时，以备选电压矢量组所对应的备选扇区编号、当前 d 轴电压分量与当前 q 轴电压分量所组成的当前电压合矢量所对应的当前扇区编号确定损失函数值。

步骤 S203 计算获得各扇区对应的各备选电压矢量组及作用时间组后，如果其中某扇区对应的作用时间组中某一基本电压矢量对应的作用时间小于 0 时，则认为该作用时间无效，该备选电压矢量组及作用时间组不会被选择，而只有当扇区对应的作用时间组中所有基本电压矢量对应的作用时间均大于 0 时，该作用时间才有效，该备选电压矢量组及作用时间组才可能被选择。

当存在多组作用时间均有效的备选电压矢量组及作用时间组时，即可通过备选电压矢量组对应的备选扇区编号以及上述当前扇区编号，来计算损失函数值，进而进行损失函数值的比较。

当然，在其他实施例中，还可以构建其他形式的、符合快速瞬态响应要求和限制条件的损失函数。

实施例三：

本实施例在实施例一或二基础上，进一步提供了如下内容：

本实施例中，在步骤 S202 之后，S203 之前，可进行如下处理：

当作用时间组中各基本电压矢量对应的作用时间之和大于预测控制周期时，对作用时间组中各基本电压矢量对应的作用时间进行等比例缩小。

步骤 S202 计算所得的作用时间组中，每基本电压矢量所对应的作用时间均大于或等于 0 且和值大于预测控制周期时，实际上还是无法满足可操作性要求，

此时，则需要将作用时间组中各基本电压矢量所对应的作用时间进行等比例缩小，从而使得作用时间组中各基本电压矢量对应的作用时间之和不大于预测控制周期。

实施例四：

图 3 示出了本发明实施例四提供的电机控制器的结构，为了便于说明，仅示出了与本发明实施例相关的部分。

本发明实施例的电机控制器包括处理器 301 及存储器 302（包含两者集成的情况，例如：有些特制芯片，即有存储功能又有处理功能，这些芯片内把控制程序固化成硬件的逻辑电路，这些逻辑电路本身记录了控制程序，而不需要额外的存储器），处理器 301 执行存储器 302 中存储的程序 303 时实现上述各个方法实施例中的步骤，例如图 2 所示的步骤 S201 至 S204。

程序一般为嵌入式系统程序，当然某些情况下也可以采用非嵌入式系统程序。

本发明实施例的逆变器及电机控制器可以为微控制单元（Micro Controller Unit，MCU）、数字信号处理器（Digital Signal Processing，DSP）、现场可编程门阵列（Field-Programmable Gate Array，FPGA）、可编程逻辑控制器（Programmable Logic Controller，PLC）、芯片组、专用集成电路（Application Specific Integrated Circuit ，ASIC）等具有信号处理能力的设备，甚至还可以是单独的计算机或计算机组网等。

本发明实施例的电机电流控制器不是 PI 控制器，该电机控制器中处理器 301 执行程序 303 时实现上述各方法时实现的步骤，可参考前述方法实施例的描述，在此不再赘述。

实施例五：

在本发明实施例中，提供了一种可读存储介质，该可读存储介质存储有程序，该程序被处理器执行时实现上述各方法实施例中的步骤，例如，图 2 所示的步骤 S201 至 S204。

本发明实施例的可读存储介质可以包括能够携带和储存程序代码的任何实体或装置、记录介质，例如，闪存芯片、现场可编程门阵列、ROM/RAM、磁盘、光盘等存储器。

实施例六：

图 4 示出了本发明实施例六提供的电机驱动系统的结构，为了便于说明，仅示出了与本发明实施例相关的部分。

本发明实施例的电机驱动系统包括对电机 401 执行控制的如下器件：逆变器 402、空间矢量脉宽调制模块 403 以及如实施例四所述的电机控制器 404，其中，空间矢量脉宽调制模块 403 将上述处理所得下一 d 轴电压值及下一 q 轴电压值转换成逆变器 402 的状态控制命令，以实现对电机 401 的驱动控制。

空间矢量脉宽调制模块 403 可以与电机控制器 404 集成于同一芯片或嵌入式系统中。

电机驱动系统中还可以包含其他电子电路，例如：电流采集电路、转子位置（转速）采集电路、保护电路等。

电机驱动系统中，电机可以为任何电机，例如：内置式永磁同步电机、表贴式永磁同步电机、开关磁阻电机、直线电机、磁场记忆电机、转子励磁电机、感应电机等。三相电流输出器件为两级三相逆变器，逆变器中的电力电子器件可以为绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、金属-氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）、碳化硅等电力电子器件。

具体应用例一：

下面通过具体应用例一，对上述各实施例的内容进行示例性说明。

现有技术中基于 PI 电流控制器的电机驱动技术的缺点主要列举如下：

1、基于 PI 电流控制器的电机驱动控制技术存在着快速响应和超调过冲之间的矛盾。

2、基于 PI 电流控制器的电机驱动控制技术存在交直轴电流耦合问题。

3、由于电机参数随运行工况变化，现有基于 PI 电流控制器的电机驱动控

制技术的PI控制器参数整定困难。

4、传统PI电流控制不易处理系统约束，存在积分饱和的现象。

针对上述现有基于PI电流控制器的电机驱动技术所存在的缺点，本例提出一种无PI电机控制策略，来实现对电机电流的控制和调节，避免现有电机驱动技术所存在的电流耦合、参数难以整定、积分饱和以及快速响应和超调过冲之间的矛盾。

本例首先根据公式推导出逆变器各个桥臂的开关状态对d-q轴电流的影响，并以此构建预测模型，然后基于预测模型计算出在所指定的预测时间步长（T_s）内，若所预测的d轴及q轴电流等于d轴及q轴电流命令值时，逆变器不同开关状态组合所对应的基本电压矢量的作用时间，接着结合电机当前电压矢量命令的位置，选择一个最优的基本矢量组合以及其对应的作用时间，并基于所选择的最优基本矢量组合计算出所合成的新的电压矢量命令。通过空间脉宽调制技术（SVPWM）将所合成的电机矢量命令作用于电机，实现对电机驱动控制。本技术可以通过改变预测控制步长（即上述 T_s）轻易调节电流控制器的带宽，且无超调和过冲，同时也避免了传统方法d-轴和q-轴电流耦合的问题。最后利用所控制的电流实现对电机转矩的控制，再通过控制电机转矩实现对电机转速的控制。所提出的控制技术用到的电机的d轴电感、q轴电感以及永磁体磁链可通过查表或在线参数辨识的方法获得。涉及的在线参数辨识策略包括但不限于：最小二乘法、分段仿射投影以及粒子群等参数辨识策略等。

本例提出了一种无PI永磁同步电机控制策略，其控制原理框图如图5所示，具体细节如下：

如图6所示，三相两级逆变器的三个桥臂一共有八个开关状态，对应于如图7所示的六个有效基本电压矢量和两个零电压矢量，并可依逆时针旋转方向将其划分为六个扇区（扇区Ⅰ-扇区Ⅵ）。

根据坐标变换，图6中的开关状态与d、q轴电压的关系为：

$$\begin{bmatrix} u_d^k \\ u_q^k \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r(k)) & -\sin(\theta_r(k)) \\ \cos\left(\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中，$S_a(k)$、$S_b(k)$、$S_c(k)$分别为逆变器上桥臂开关状态（上桥臂导通为 1，否则为 0），$\theta_r(k)$为电机转子位置，V_{dc}为直流母线电压，u_d^k为 d 轴电压，u_q^k为 q 轴电压，k 为采样时刻。

永磁同步电机在 d-q 轴下的数学模型为：

$$i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{1}{L_d}(-Ri_d^k + p\omega_m{}^k L_q i_q^k + u_{dx}^k)T_s \quad (2)$$

$$i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{1}{L_q}(-Ri_q^k - p\omega_m{}^k L_d i_d^k + u_{qx}^k - p\omega_m \Psi_m)T_s \quad (3)$$

其中，T_s为电压矢量作用的时间步长，u_{dx}^k、u_{qx}^k分别为图 7 中某一个电压矢量在 d-q 坐标轴上的投影，L_d、L_q、Ψ_m分别为电机的 d 轴电感、q 轴电感以及永磁体磁链，R 或下述 R_s为定子电阻，p 为电机极对数，ω_m^k为电机转子机械角速度，由 p 及ω_m^k可得到电机转子电角速度。

基于当前 d、q 轴电流i_d^k、i_q^k，即可利用（2）、（3）预测下一时间步长的 d、q 轴电流i_d^{k+1}、i_q^{k+1}。通过反复迭代（2）、（3）则可实现对未来N_p个时间步长后 d、q 轴电流的预测。

如图 8 所示，根据空间矢量脉宽调制（SVPWM）的原理，通过快速变换图 8 中两个相邻的基本电压矢量（U_x、U_{x+1}）以及零矢量并调整它们的作用时间（t_1，t_2，t_0），可以合成在电压限值以内的任意电压矢量U_a，其中 x 为两个电压矢量所在图 7 中所示扇区的编号（当 x=6 时，x+1 被赋值为 1）。

图 8 中的U_x、U_{x+1}是两个属于编号为 x 的扇区的相邻的基本电压矢量，其中 x=1,2,…,6。通过在U_x、U_{x+1}以及零矢量间切换，可以合成模板电压矢量U_a。若令U_x、U_{x+1}以及零矢量的作用总时间分别为t_1、t_2和t_0，则基于公式（2）、

（3），所预测的 d-q 轴电流i_d^{k+1}、i_q^{k+1}与t_1、t_2和t_0及当前 d-q 轴电流i_d^k、i_q^k的关系可表示为：

$$i_d^{k+1} = i_d^k + C_{d0}t_0 + C_{d_x}t_1 + C_{d_x+1}t_2 \quad (4)$$

$$i_q^{k+1} = i_d^k + C_{q0}t_0 + C_{q_x}t_1 + C_{q_x+1}t_2 \quad (5)$$

其中，C_{d0}、C_{q0}、C_{d_x}、C_{q_x}、C_{d_x+1}、C_{q_x+1}分别为当零矢量、电压矢量U_x、电压矢量U_{x+1}作用时，d、q 轴电流的变化率，这些变化率可根据（2）、（3）由下式给出：

$$C_{d0} = \frac{di_d}{dt}|_{u_d=0} = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d^k + p\omega_m{}^k L_q i_q^k) \quad (6)$$

$$C_{q0} = \frac{di_q}{dt}|_{u_q=0} = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q^k - p\omega_m{}^k L_d i_d^k - p\omega_m \Psi_m) \quad (7)$$

$$C_{d_x} = \frac{di_d}{dt}|_{u_d=u_{d_x}} = C_{d0} + \frac{u_{d_x}^k}{L_d} \quad (8)$$

$$C_{q_x} = \frac{di_q}{dt}|_{u_q=u_{q_x}} = C_{q0} + \frac{u_{q_x}^k}{L_q} \quad (9)$$

$$C_{d_x+1} = \frac{di_d}{dt}|_{u_d=u_{d_x+1}} = C_{d0} + \frac{u_{d_x+1}^k}{L_d} \quad (10)$$

$$C_{q_x+1} = \frac{di_q}{dt}|_{u_q=u_{q_x+1}} = C_{q0} + \frac{u_{q_x+1}^k}{L_q} \quad (11)$$

其中，u_{d_x}、u_{q_x}、u_{d_x+1}、u_{q_x+1}分别为第一个电压矢量（U_x）和第二个电压矢量（U_{x+1}）在 d、q 轴的分量，可根据坐标变换由（1）求得，其中，（1）中$S_a(k)$、$S_b(k)$、$S_c(k)$对应相应的U_x和U_{x+1}。（4）-（11）即为逆变器输出矢量的作用时间与所预测的 d 轴及 q 轴电流值的关系模型，即预测模型。

通过反复迭代(4)、(5)可预测第 k+N_p时间步长时刻的 d、q 轴电流值$i_d^{k+N_p}$、$i_q^{k+N_p}$。为了消除电流控制的稳态误差，令第 k+N_p时间步长时刻的 d、q 轴电流值等于电流命令（i_d^*，i_q^*），有：

$$i_d^{k+N_p} = i_d^*,\ i_q^{k+N_p} = i_q^* \tag{12}$$

为方便描述，本例说明中只选取预测步长为 1 的情况进行说明，即 N_p=1。N_p 等于其他值的情况也类似推导。联立（4）-（12）可求得三个矢量（两个基本电压矢量及零电压矢量）的作用时间为：

$$t_1 = \frac{1}{Q}[(i_d^* - i_d^k)(C_{q_x+1} - C_{q0}) + (i_q^* - i_q^k)(C_{d0} - C_{d_x+1}) + T_s(C_{q0}C_{d_x+1} - C_{q_x+1}C_{d0})] \tag{13}$$

$$t_2 = \frac{1}{Q}[(i_d^* - i_d^k)(C_{q0} - C_{q_x}) + (i_q^* - i_q^k)(C_{d_x} - C_{d0}) + T_s(C_{q_x}C_{d0} - C_{q0}C_{d_x})] \tag{14}$$

其中，

$$Q = C_{q0}C_{d_x+1} + C_{q_x}C_{d0} + C_{q_x+1}C_{d_x} - C_{q_x}C_{d_x+1} - C_{q_x+1}C_{d0} - C_{q0}k_{d_x} \tag{15}$$

若根据所选择的U_x、U_{x+1}基本电压矢量组合计算出的 t_1、t_2 之和大于 T_s，则根据（16）、（17）对 t_1、t_2 进行等比例放缩：

$$t_1^x = \frac{t_1^x}{t_1^x + t_2^x} T_s \tag{16}$$

$$t_2^x = \frac{t_2^x}{t_1^x + t_2^x} T_s \tag{17}$$

依次将不同扇区的U_x、U_{x+1}代入（13）-（15），可得到若干组（t_1,t_2,t_0），其中$t_0 = T_s - t_1 - t_2$。为方便表述，将它们写作(t_1^x, t_2^x, t_0^x)，其中 x 为 1,2,…,6 或与当前电压矢量所在扇区相邻的两个扇区的编号。然后将上述(t_1^x, t_2^x, t_0^x)分别代入损失函数（18），其中 x 为(t_1^x, t_2^x, t_0^x)所对应的电压矢量扇区编号，$x_{present}$为当前电压矢量命令所对应的扇区编号。M 为一个很大的值，以保证当t_1^x或t_2^x小于 0 时，J^x会大于任意在t_1^x且t_2^x大于等于 0 时所对应的损失函数值。

$$J^x = \begin{cases} M & 若t_1^x或t_2^x < 0 \\ (x - x_{present})^2 & 若t_1^x且t_2^x \geq 0 \end{cases} \tag{18}$$

通过选择使得损失函数（J^x）最小的(t_1^x,t_2^x,t_0^x)，可以基于其所对应的U_x、U_{x+1}合成电压矢量命令，用于控制电机。将使得损失函数值（J^x）最小的(t_1^x,t_2^x,t_0^x)标记为(t_1^*,t_2^*,t_0^*)，则基于(t_1^*,t_2^*,t_0^*)以及其所对应的U_x、U_{x+1}，可以通过（19）-（22）计算出所合成的电压矢量命令U_a^x在 d-轴和 q-轴上的投影。

$$u_\alpha^* = \frac{2}{3T_s}U_{dc}[t_1^* cos(\theta_x) + t_2^* cos(\theta_{x+1})] \tag{19}$$

$$u_\beta^* = \frac{2}{3T_s}U_{dc}[t_1^* sin(\theta_x) + t_2^* sin(\theta_{x+1})] \tag{20}$$

$$u_d^* = u_\alpha^* \cos(\theta_r) + u_\beta^* \sin(\theta_r) \tag{21}$$

$$u_q^* = -u_\alpha^* \sin(\theta_r) + u_\beta^* \cos(\theta_r) \tag{22}$$

其中，θ_x、θ_{x+1}分别为U_x、U_{x+1}与α轴之间的空间相位角，θ_r为 d 轴与α轴之间的电角度。

然后将所计算的u_d^*、u_q^*分别作为 d-轴和 q-轴电压命令输送给图 5 中的 SVPWM 模块，即可产生逆变器开关状态控制命令实现对电机的驱动控制。图 5 所示的内容可以实现对电机 d-轴和 q-轴电流的控制，进而实现对电机转矩的控制。而通过控制电机转矩可以进一步实现对电机转速的控制。此外，通过调节 T_s的大小，可以轻易实现对电流控制带宽的调节。

本例的控制策略相比现有被广泛采用的空间矢量控制策略而言具有以下优点：

1、传统控制策略由于基于 PI 控制器进行设计，存在着动态响应速度较低、积分器饱和、直轴交轴电流耦合、系统约束不易处理以及存在快速响应与超调和过冲之间的矛盾等问题，严重影响了现有电机控制技术的性能。针对现有电机控制技术的以上不足，本例所提出的无 PI 永磁同步电机控制技术解决了上述传统电机控制技术所面临的积分器饱和、直轴交轴电流耦合、系统约束不易处理以及存在快速响应与超调之间的矛盾等问题，具有无超调、电流响应速度快等优点，并避免了交直轴电流耦合的问题。

2、由于电机参数会随运行工况改变，因此现有基于 PI 控制器的电机控制

技术存在 PI 控制器参数整定困难的问题。而本例所提出的无 PI 控制技术只有一个需要调节的参数，即预测时间步长（T_s），并可以通过调节 T_s 的大小对电机电流控制带宽进行调节，且不存在超调和过冲。因此避免了现有基于 PI 控制器的电机控制技术参数难以整定的问题。

3、由于本例所提出的电机控制方法只有一个需要整定的参数，因此实现起来较为容易，并对不同参数的电机具有更强的适应性，不需要根据电机参数的不同而重新整定控制器参数。

具体应用例一对应的实验及仿真数据：

实验及仿真数据一：

为了论证本专利提出的控制策略的有效性以及正确性，发明人基于一台永磁同步伺服电机驱动系统对本发明所提出的控制技术进行了实验验证。所测量的电机转矩、d-轴电流、q-轴电流以及其命令值如图 9 所示。可以发现：所提出的控制方法可以准确和快速地控制电机电流。图 9 中所测量的转矩相对于 q 轴电流约有 0.5 秒的时延，这是由于电机转矩传感器的采样时间为 0.5 秒，因此所测量的电机转矩照比电机实际产生的转矩约有 0.5 秒的时延。

与图 9 所示工况相对应的电机三相电流及 q 轴电流如图 10 所示。由图 10 可以看出，所提出的方法可以快速准确地控制电机电流且谐波较小、没有超调和过冲。

实验及仿真数据二：

为了验证所发明的电机驱动控制方法照比现有方法具有更快的电流响应速率且无过冲和超调，发明人基于非线性电机系统模型分别对所发明的电机驱动技术与现有基于 PI 控制器的空间矢量控制技术进行了计算机仿真和对比。两种控制技术所产生的转矩对阶跃转矩命令的响应如图 11 所示。

如图 11 所示，传统电机控制技术所产生的转矩响应速度较慢，且存在明显的超调和过冲。而所发明的电机驱动技术所产生的转矩响应速度快，且无超调和过冲。

实验及仿真数据三：

为了证明所发明的电机控制技术可以通过调节预测时间步长（T_s）控制响应带宽，发明人基于非线性电机系统模型分别对 0.01 秒、0.001 秒、0.0001 秒的情况进行了计算机仿真。电机控制技术对转矩阶跃命令的响应效果如图 12 所示。

如图 12 所示，随着预测时间步长（T_s）的变化，电机的转矩响应带宽也随之改变。但是所产生的转矩均无超调和过冲。因此可以通过调节 T_s 方便地控制电机转矩或电流的响应带宽。因此对电机控制技术的参数整定非常容易，只需要调节 T_s 即可。

具体应用例二：

下面通过具体应用例二，对上述各实施例的内容进行示例性说明。

现有技术中直接磁链矢量（DFVC）控制技术主要通过两个 PI 控制器分别控制电机磁链幅值和 t 轴电流，并产生 f 轴和 t 轴的电压命令，经坐标变换后产生相应的 d 轴和 q 轴的电压命令输入到逆变器产生控制信号作用于逆变器，从而实现对电机的控制，其缺点主要列举如下：

1、现有基于 PI 控制器的电机磁链幅值及 t 轴电流控制技术存在着快速响应和超调过冲之间的矛盾。

2、由于电机参数随运行工况变化，现有基于 PI 控制器的电机磁链幅值及 t 轴电流控制技术的 PI 控制器参数整定存在困难。

3、传统基于 PI 控制器的电机磁链幅值及 t 轴电流控制技术不易处理系统约束，存在积分饱和的现象。

针对上述现有基于 PI 控制器的电机驱动控制技术所存在的问题，本例提出一种电机无 PI 直接磁链矢量控制策略来实现对电机转矩以及磁链的控制和调节，避免现有电机控制技术所存在的 PI 参数难以整定、积分饱和以及快速响应和超调过冲之间的矛盾。

本例首先根据公式计算出逆变器各个桥臂的开关状态对电机定子磁链幅值

（ψ_s）以及磁链角度，即 f 轴与 d 轴夹角δ，的影响，并以此构造预测模型，然后基于该预测模型计算出在所指定的预测时间步长（T_s）内，当所预测的定子磁链幅值和角度分别等于它们的命令值时，逆变器不同备选开关状态组合所对应的基本电压矢量的作用时间组，结合电机当前电压矢量命令的位置，选择一个最优的基本电压矢量组合以及其对应的作用时间组，并基于所选择的最优基本电压矢量组合以及其对应的作用时间组计算出所合成的新的电压矢量命令，通过空间脉宽调制技术（SVPWM）将所合成的电机矢量命令作用于逆变器，实现对电机转矩的控制。本技术可以通过改变T_s轻易调节转矩控制的带宽，且无超调和过冲，最后通过控制电机转矩实现对电机转速的控制。所提出的控制技术用到的当前电机定子磁链幅值及磁链角度的反馈值可通磁链观测器获得。

本例提出了一种电机无 PI 直接磁链矢量控制技术，其控制原理框图如图 13 所示，具体细节如下：

仍如图 6 所示，三相两级逆变器的三个桥臂一共有八个开关状态，对应于如图 7 所示的六个有效基本电压矢量和两个零电压矢量，并可依逆时针旋转方向将其划分为六个扇区（扇区 I -扇区 VI）。

根据坐标变换，图 6 中的开关状态与 f、t 轴电压的关系为：

$$\begin{bmatrix} u_f^k \\ u_t^k \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_f(k)\right) & -\sin\left(\theta_f(k)\right) \\ \cos\left(\theta_f(k)-\frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_f(k)-\frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_f(k)+\frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_f(k)+\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix} \tag{1}$$

其中，$S_a(k)$、$S_b(k)$、$S_c(k)$分别为逆变器上桥臂开关状态（上桥臂导通为 1，否则为 0），$\theta_f(k)$为电机定子磁链与α轴的夹角，即$\theta_f(k)=\delta(k)+\theta_e(k)$，其中，$\delta(k)$为 f 轴与 d 轴夹角，$\theta_e(k)$为电机转子电角度。$V_{dc}$为直流母线电压，$u_f^k$为电压矢量在 f 轴上的投影，即 f 轴电压，$u_t^k$为电压矢量在 t 轴上的投影，即 t 轴电压，

k 为采样时刻。

电机在 f-t 轴下的数学模型为：

$$\Psi_s^{k+1} = \Psi_s^k + \left(u_f^k - Ri_f^k\right)t_s \qquad (2)$$

$$\delta^{k+1} = \delta^k + \left(\frac{u_t^k - Ri_t^k}{\Psi_s} - p\omega_m\right)t_s \qquad (3)$$

其中，t_s为电压矢量作用的时间步长，i_t^k、i_f^k分别为 t 轴电流和 f 轴电流，R 为定子电阻，p 为电机极对数，ω_m为电机转子机械角速度，由 p 及ω_m可得到电机转子电角速度。基于当前 f、t 轴定子磁链幅值ψ_s^k以及磁链角度δ^k，即可利用（2）、（3）预测下一时间步长后定子磁链幅值以及角度，即ψ_s^{k+1}和δ^{k+1}。通过反复迭代（2）、（3），则可实现对未来N_p个时间步长后定子磁链幅值以及磁链角度的预测。

如图 8 所示，根据空间矢量脉宽调制（SVPWM）的原理，通过快速变换图 8 中两个相邻的基本电压矢量（U_x、U_{x+1}）以及零矢量并调整它们的作用时间（t_1，t_2，t_0），可以合成在电压限值以内的任意电压矢量U_a，其中 x 为两个电压矢量所在图 7 中所示扇区的编号（当 x=6 时，x+1 被赋值为 1）。

图 8 中的U_x、U_{x+1}是两个属于编号为 x 的扇区的相邻的基本电压矢量，其中 x=1,2,…,6。通过在U_x、U_{x+1}以及零矢量间切换，可以合成模板电压矢量U_a。若令U_x、U_{x+1}以及零矢量的作用总时间分别为t_1、t_2和t_0，则基于公式（2）、（3），定子磁链幅值ψ_s以及磁链角度δ与t_1、t_2和t_0的关系可表示为：

$$\Psi_s^{k+1} = \Psi_s^k + C_{f0}t_0 + C_{f_x}t_1 + C_{f_x+1}t_2 \qquad (4)$$

$$\delta^{k+1} = \delta^k + C_{t0}t_0 + C_{t_x}t_1 + C_{t_x+1}t_2 \qquad (5)$$

其中，ψ_s^k和δ^k为由磁链观测器所观测的电机当前定子磁链幅值及角度。C_{f0}、C_{t0}、C_{f_x}、C_{t_x}、C_{f_x+1}、C_{t_x+1}分别为当零矢量、电压矢量U_x、电压矢量U_{x+1}作用时，f、t 轴坐标系下定子磁链幅值以及磁链夹角的变化率。这些变化率可根据（2）、（3）由下式给出：

$$C_{f0}=\frac{d\Psi_s}{dt}|_{u_f=0}=-Ri_f^k \tag{6}$$

$$C_{t0}=\frac{d\delta}{dt}|_{u_t=0}=\frac{-Ri_t}{\Psi_s}-p\omega_m \tag{7}$$

$$C_{f_x}=\frac{d\Psi_s}{dt}|_{u_f=u_{f_x}}=C_{f0}+u_{f_x}^k \tag{8}$$

$$C_{t_x}=\frac{d\delta}{dt}|_{u_t=u_{t_x}}=C_{t0}+\frac{u_{t_x}^k}{\Psi_s} \tag{9}$$

$$C_{f_x+1}=\frac{d\Psi_s}{dt}|_{u_f=u_{f_x+1}}=C_{f0}+u_{f_x+1}^k \tag{10}$$

$$C_{t_x+1}=\frac{d\delta}{dt}|_{u_t=u_{t_x+1}}=C_{t0}+\frac{u_{t_x+1}^k}{\Psi_s} \tag{11}$$

其中，u_{f_x}、u_{t_x}、u_{f_x+1}、u_{t_x+1}分别为第一个电压矢量（U_x）和第二个电压矢量（U_{x+1}）在f、t轴的分量，可根据坐标变换由（1）求得，其中，（1）中$S_a(k)$、$S_b(k)$、$S_c(k)$对应相应的U_x和U_{x+1}。

通过反复迭代（4）、（5）可预测第k+N_p时间步长时刻的定子磁链$\psi_s^{k+N_p}$以及磁链角度δ^{k+N_p}。为了消除电流控制的稳态误差，令第k+N_p时间步长时刻定子磁链$\psi_s^{k+N_p}$以及磁链角度δ^{k+N_p}等于参考命令值（Ψ_s^*，δ^*），有：

$$\Psi_s^{k+N_p}=\Psi_s^*,\ \delta^{k+N_p}=\delta^* \tag{12}$$

为方便描述，本例说明中只选取预测步长为1的情况进行说明，即N_p=1。N_p等于其他值的情况也类似推导。联立（4）-（12）可求得三个矢量（两个基本电压矢量及零电压矢量）的作用时间为：

$$t_1=\frac{1}{Q}[(\Psi_s^*-\Psi_s(k))(C_{t_x+1}-C_{t0})+(\delta^*-\delta(k))(C_{f0}-C_{f_x+1})+T_s(C_{t0}C_{f_x+1}-C_{t_x+1}C_{f0})] \tag{13}$$

$$t_2=\frac{1}{Q}[(\Psi_s^*-\Psi_s(k))(C_{t0}-C_{t_x})+(\delta^*-\delta(k))(C_{f_x}-C_{f0})+T_s(C_{t_x}C_{f0}-C_{t0}C_{f_x})] \tag{14}$$

其中，

$$Q = C_{t0}C_{fx+1} + C_{tx}C_{f0} + C_{tx+1}C_{fx} - C_{tx}C_{fx+1} - C_{tx+1}C_{f0} - C_{t0}C_{fx} \quad (15)$$

若根据所选择的U_x、U_{x+1}基本电压矢量组合计算出的t_1、t_2之和大于T_s，则根据（16）、（17）对t_1、t_2进行等比例放缩：

$$t_1^x = \frac{t_1^x}{t_1^x + t_2^x} T_s \quad (16)$$

$$t_2^x = \frac{t_2^x}{t_1^x + t_2^x} T_s \quad (17)$$

依次将不同扇区的U_x、U_{x+1}代入（13）-（15），可得到若干组（t_1,t_2,t_0），其中$t_0 = T_s - t_1 - t_2$。为方便表述，将它们写作(t_1^x, t_2^x, t_0^x)，其中 x 为 1,2,…,6 或与当前电压矢量所在扇区相邻的两个扇区的编号。然后将上述(t_1^x, t_2^x, t_0^x)分别代入损失函数（18），其中 x 为(t_1^x, t_2^x, t_0^x)所对应的电压矢量扇区编号，$x_{present}$为当前电压矢量命令所对应的扇区编号。M 为一个很大的值，以保证当t_1^x或t_2^x小于 0 时，J^x会大于任意在t_1^x且t_2^x大于等于 0 时所对应的损失函数值。

$$J^x = \begin{cases} M & 若t_1^x或t_2^x < 0 \\ (x - x_{present})^2 & 若t_1^x且t_2^x \geq 0 \end{cases} \quad (18)$$

通过选择使得损失函数（J^x）最小的(t_1^x, t_2^x, t_0^x)，可以基于其所对应的U_x、U_{x+1}合成电压矢量命令，用于控制逆变器实现对电机控制。将使得损失函数值（J^x）最小的(t_1^x, t_2^x, t_0^x)标记为(t_1^*, t_2^*, t_0^*)，则基于(t_1^*, t_2^*, t_0^*)以及其所对应的U_x、U_{x+1}，可以通过（19）-（22）计算出所合成的电压矢量命令U_a^x在 d-轴和 q-轴上的投影。

$$u_\alpha^* = \frac{2}{3T_s} U_{dc}\left[t_1^* cos(\theta_x) + t_2^* cos(\theta_{x+1})\right] \quad (19)$$

$$u_\beta^* = \frac{2}{3T_s} U_{dc}\left[t_1^* sin(\theta_x) + t_2^* sin(\theta_{x+1})\right] \quad (20)$$

$$u_d^* = u_\alpha^* \cos(\theta_e) + u_\beta^* \sin(\theta_e) \quad (21)$$

$$u_q^* = -u_\alpha^* \sin(\theta_e) + u_\beta^* \cos(\theta_e) \quad (22)$$

其中，θ_x、θ_{x+1}分别为U_x、U_{x+1}与α轴之间的空间相位角，θ_e为电机转子电角度。

然后将所计算的u_d^*、u_q^*分别作为 d 轴和 q 轴电压命令输送给图 13 中的 SVPWM 模块，即可产生逆变器开关状态控制命令实现对逆变器及电机的驱动控制。图 13 所示的内容可以实现对电机定子磁链幅值和角度的控制，进而实现对电机转矩的控制。而通过控制电机转矩可以进一步实现对电机转速的控制。此外，通过调节 T_s的大小，可以轻易实现对电流控制带宽的调节。

本例的控制策略相比现有被广泛采用的DFVC控制策略而言具有以下优点：

1、传统基于 f-t 坐标系的直接磁链矢量控制策略由于基于 PI 控制器进行设计，存在着动态响应速度较低、积分器饱和、系统约束不易处理以及存在快速响应与超调和过冲之间的矛盾等问题，严重影响了现有电机控制技术的性能。针对现有电机控制技术的以上不足，本例所提出的电机无 PI 直接磁链矢量控制技术解决了上述传统电机控制技术所面临的积分器饱和、直轴交轴电流耦合、系统约束不易处理以及存在快速响应与超调之间的矛盾等问题，具有无超调、电流响应速度快等优点，并避免了交直轴电流耦合的问题。

2、由于电机参数会随运行工况改变，因此现有基于 PI 控制器的电机控制技术存在 PI 控制器参数整定困难的问题。而本例所提出的无 PI 直接磁链矢量控制技术只有一个需要调节的参数，即预测时间步长（T_s），并可以通过调节 T_s的大小对电机电流控制带宽进行调节，且不存在超调和过冲。因此避免了现有基于PI控制器的电机控制技术参数难以整定的问题。

3、由于本例所提出的电机控制方法只有一个需要整定的参数，因此实现起来容易，并对不同参数的电机具有更强的适应性。不需要根据电机参数的不同而重新整定控制器参数。同时随着电机的运行，电机参数会发生变化，降低了电机控制策略的精确度与准确度。本例所提出的电机无 PI 直接磁链矢量控制技术由于电机参数没有参与反馈量计算。因此避免了电机参数变化给电机控制策略带来的影响，更容易实现更高精度的控制策略的实现与要求。

具体应用例二对应的实验及仿真数据：

实验及仿真数据一：

为了论证本专利提出的控制策略的有效性以及正确性，申请人基于一台非线性永磁同步伺服电机驱动系统模型对本发明所提出的控制技术进行了计算机仿真验证。磁链角度命令以及磁链角度控制结果如图 14 所示。可以发现所提出的控制方法可以准确和快速地控制电机磁链角度。

与图 14 所示工况相对应的电机磁链幅值控制效果图 15 所示。由图 15 可以看出，所提出的方法可以快速准确地控制电机磁链幅值且没有超调和过冲。

与图 14 所示工况相对应的电机磁转矩控制效果图 16 所示。可以看出，电机的转矩控制也没有超调和过冲。

实验及仿真数据二：

为了证明本专利所发明的电机控制技术可以通过调节预测时间步长（T_s）控制响应带宽，发明人基于非线性电机系统模型分别对 0.001 秒，0.0001 秒的情况进行了仿真。电机控制技术对转矩阶跃命令的响应效果如图 17 所示。

如图 17 所示，随着预测时间步长（T_s）的变化，电机的转矩响应带宽也随之改变。但是所产生的转矩均无超调和过冲。因此可以通过调节 T_s 方便地控制电机转矩或电流的响应带宽。因此对电机控制技术的参数整定非常容易，只需要调节 T_s 即可。以上所述仅为本发明的较佳实施例而已，并不用以限制本发明，凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

权 利 要 求 书

1、一种电机控制方法，其特征在于，包括：

获得当前时刻电机定子侧的若干当前被控量的观测值、所述电机的当前转子电角速度，以及预测控制周期内所述电机运行工况下的电机参数；

将预测控制周期、所述当前被控量的观测值、所述电机参数、所述当前转子电角速度，以及若干备选电压矢量组输入至一关系模型，得到各所述备选电压矢量组对应的各当前预测被控量值组，所述备选电压矢量组包括逆变器所输出的基本电压矢量及零电压矢量，所述当前预测被控量值组包括若干当前被控量预测值，并令所述当前被控量预测值等于当前控制命令值，得到与各所述备选电压矢量组对应的各作用时间组，所述作用时间组包括所述基本电压矢量及所述零电压矢量的作用时间；

利用预先建立的、以所述作用时间组为条件的损失函数，选择造成损失函数值最小的所述作用时间组及对应的所述备选电压矢量组；

由所选择的所述作用时间组及对应的所述备选电压矢量组，得到所述逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一d轴电压值及下一q轴电压值。

2、如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述当前被控量观测值为：由所述电机定子侧的当前各相电流测量值变换得来的当前d轴电流值与当前q轴电流值，所述当前被控量预测值为：当前d轴预测电流值和当前q轴预测电流值，

或者，所述当前被控量观测值为：基于磁链观测器观测得到的当前定子磁链幅值与当前定子磁链角度值，所述当前被控量预测值为：当前定子磁链幅度预测值和当前定子磁链角度预测值。

3、如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述方法还包括：

对所述预测控制周期进行调节。

4、如权利要求1所述的方法，其特征在于，一所述备选电压矢量组对应一静止坐标系扇区，所述扇区对应两个所述基本电压矢量，

所述损失函数通过如下方式构建：当所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间均有效时，以所述备选电压矢量组所对应的备选扇区编号，以及，当前d轴电压分量与当前q轴电压分量所合成的当前电压合矢量对应的当前扇区编号，确定损失函数值。

5、如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述方法还包括：

当所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间之和大于所述预测控制周期时，对所述作用时间组中各所述基本电压矢量对应的所述作用时间进行等比例缩小。

6、如权利要求1所述的方法，其特征在于，由所选择的所述作用时间组及所述备选电压矢量组，得到所述逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一d轴电压值及下一q轴电压值，具体包括：

由所选择的所述作用时间组及所述备选电压矢量组，得到静止坐标系下当前输出的下一α轴电压值及下一β轴电压值；

由所述下一α轴电压值及所述下一β轴电压值，得到旋转坐标系下所述逆变器当前输出的所述下一d轴电压值及所述下一q轴电压值。

7、如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述电机参数从数据表调用或通过在线参数辨识技术获得，所述电机参数包括如下参数中的一种或多种的组合：d轴电感、q轴电感、永磁体磁链、定子电阻及电机极对数。

8、一种电机控制器，包括存储器及处理器，其特征在于，所述处理器执行所述存储器中存储的程序时实现如权利要求1至7任一项所述方法中的步骤。

9、一种可读存储介质，所述可读存储介质存储有程序，其特征在于，所述程序被处理器执行时实现如权利要求1至7任一项所述方法中的步骤。

10、一种电机驱动系统，其特征在于，包括：逆变器、空间矢量脉宽调制模块以及如权利要求8所述的电机控制器，所述空间矢量脉宽调制模块将所述下一d轴电压值及所述下一q轴电压值转换成所述逆变器的状态控制命令，以实现对所述逆变器及所述电机的驱动控制。

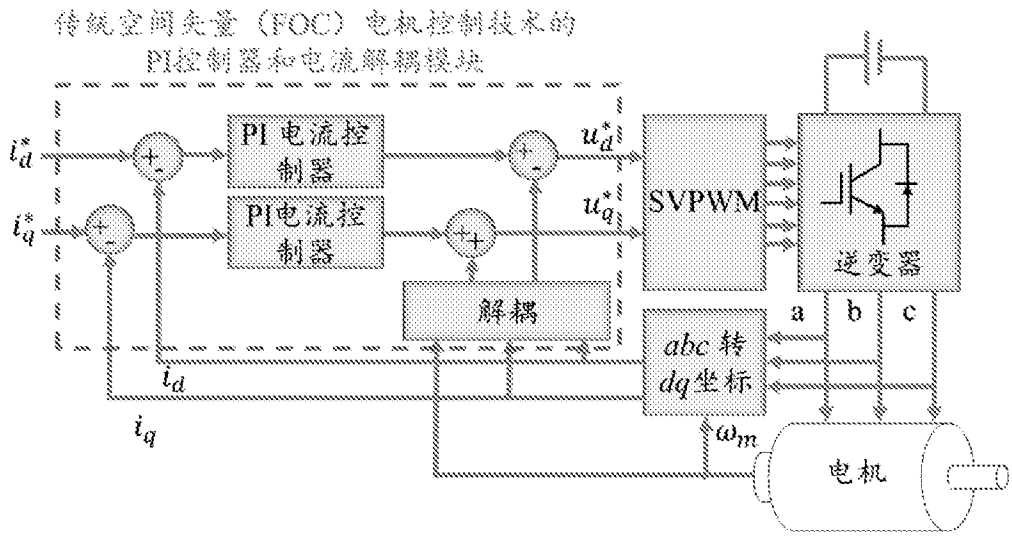

传统空间矢量（FOC）电机控制技术的
PI控制器和电流解耦模块
PI 电流控制器
PI电流控制器
解耦
SVPWM
逆变器
abc 转 dq坐标
电机
a
b
c

图 1

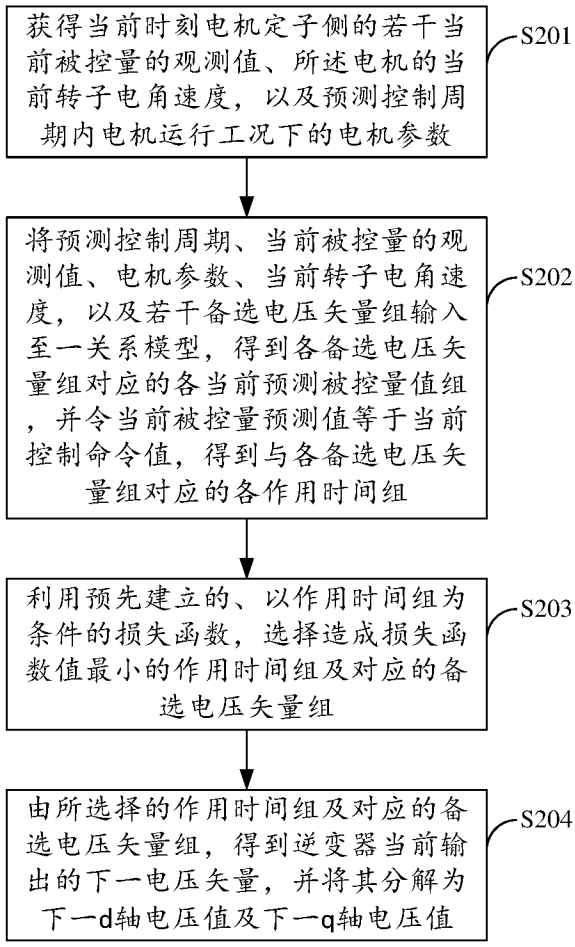

获得当前时刻电机定子侧的若干当前被控量的观测值、所述电机的当前转子电角速度，以及预测控制周期内电机运行工况下的电机参数
S201
将预测控制周期、当前被控量的观测值、电机参数、当前转子电角速度，以及若干备选电压矢量组输入至一关系模型，得到各备选电压矢量组对应的各当前预测被控量值组，并令当前被控量预测值等于当前控制命令值，得到与各备选电压矢量组对应的各作用时间组
S202
利用预先建立的、以作用时间组为条件的损失函数，选择造成损失函数值最小的作用时间组及对应的备选电压矢量组
S203
由所选择的作用时间组及对应的备选电压矢量组，得到逆变器当前输出的下一电压矢量，并将其分解为下一d轴电压值及下一q轴电压值
S204

图 2

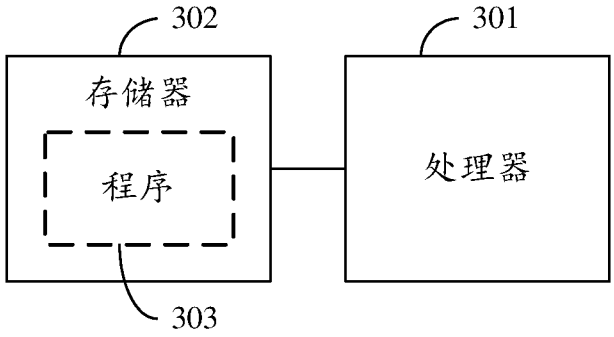

302
301
存储器
程序
处理器
303

图 3

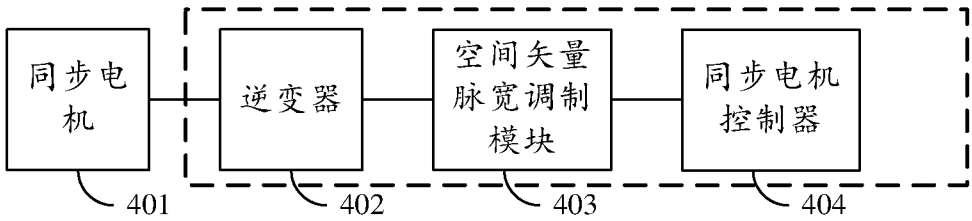

同步电机
逆变器
空间矢量脉宽调制模块
同步电机控制器
401
402
403
404

图 4

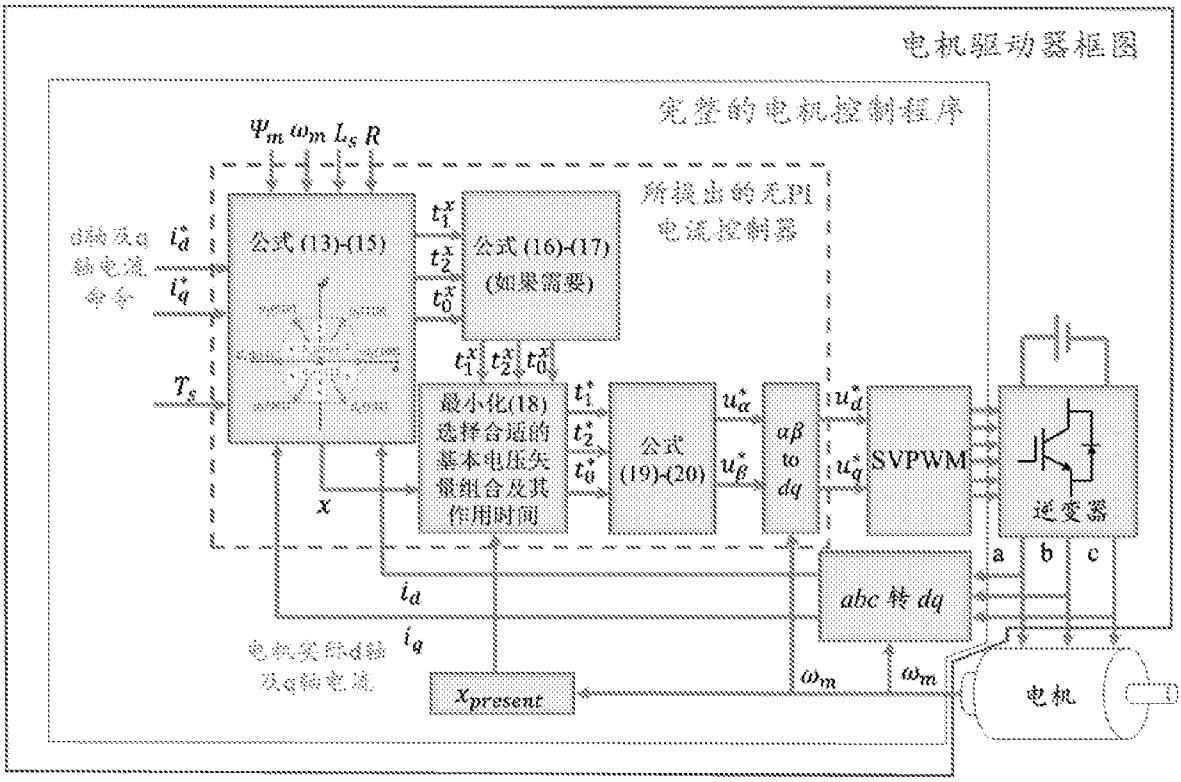

电机驱动器框图
完整的电机控制程序
所提出的无PI电流控制器
公式(13)-(15)
公式(16)-(17)
(如果需要)
最小化(18)选择合适的基本电压矢量组合及其作用时间
公式(19)-(20)
SVPWM
逆变器
abc 转 dq
电机
电机实际d轴及q轴电流
a
b
c

图 5

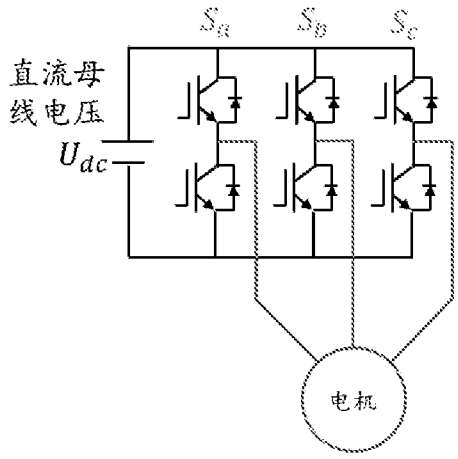

S_a
S_b
S_c
直流母线电压
U_{dc}
电机

图 6

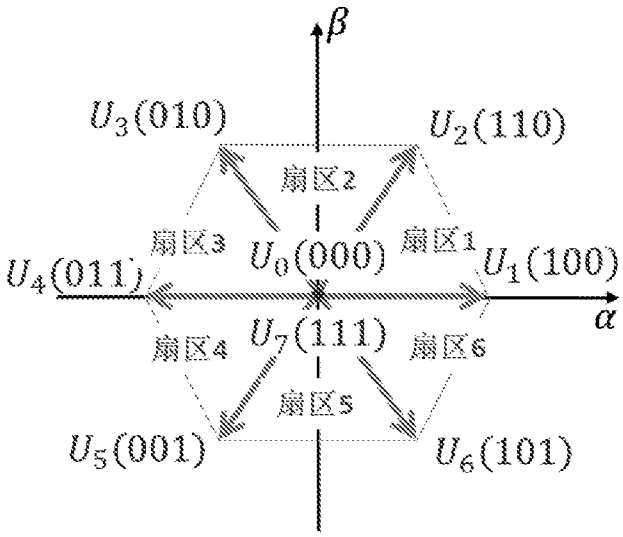

β
$U_3(010)$
$U_2(110)$
扇区2
扇区3
$U_0(000)$
扇区1
$U_4(011)$
$U_1(100)$
α
扇区4
$U_7(111)$
扇区6
扇区5
$U_5(001)$
$U_6(101)$

图 7

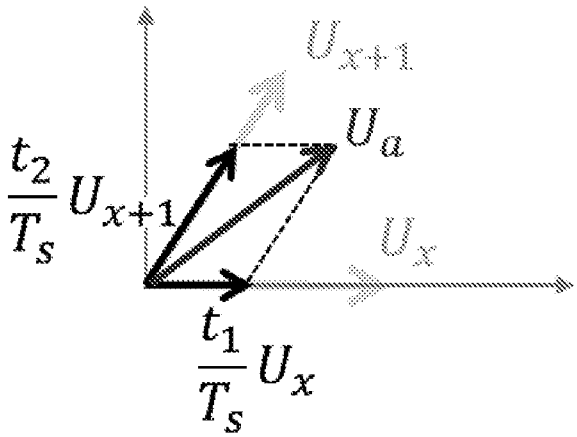

U_{x+1}
U_a
$\frac{t_2}{T_s}U_{x+1}$
U_x
$\frac{t_1}{T_s}U_x$

图 8

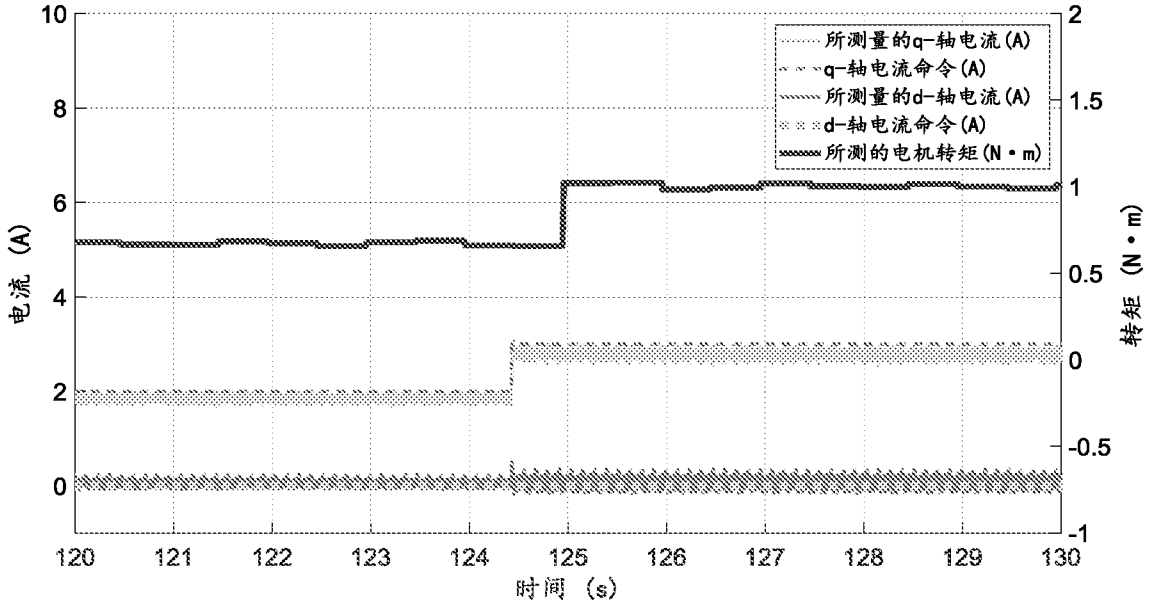

所测量的q-轴电流(A)
q-轴电流命令(A)
所测量的d-轴电流(A)
d-轴电流命令(A)
所测的电机转矩(N·m)
电流 (A)
转矩 (N·m)
时间 (s)
10
8
6
4
2
0
2
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130

图 9

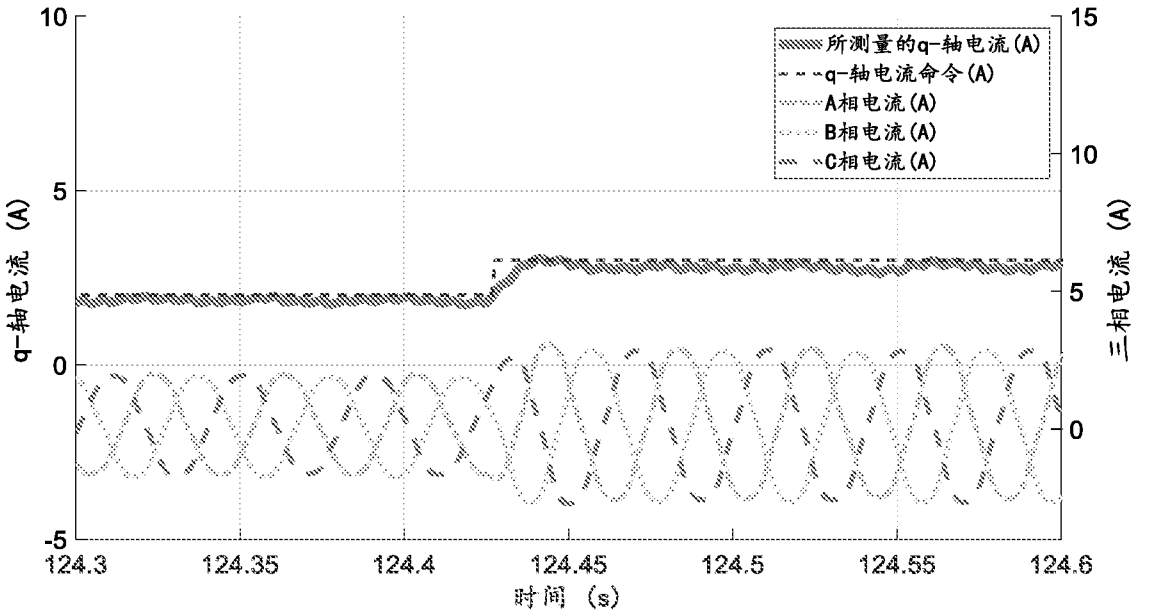

所测量的q-轴电流(A)
q-轴电流命令(A)
A相电流(A)
B相电流(A)
C相电流(A)
q-轴电流 (A)
三相电流 (A)
时间 (s)
10
5
0
-5
15
10
5
0
124.3
124.35
124.4
124.45
124.5
124.55
124.6

图 10

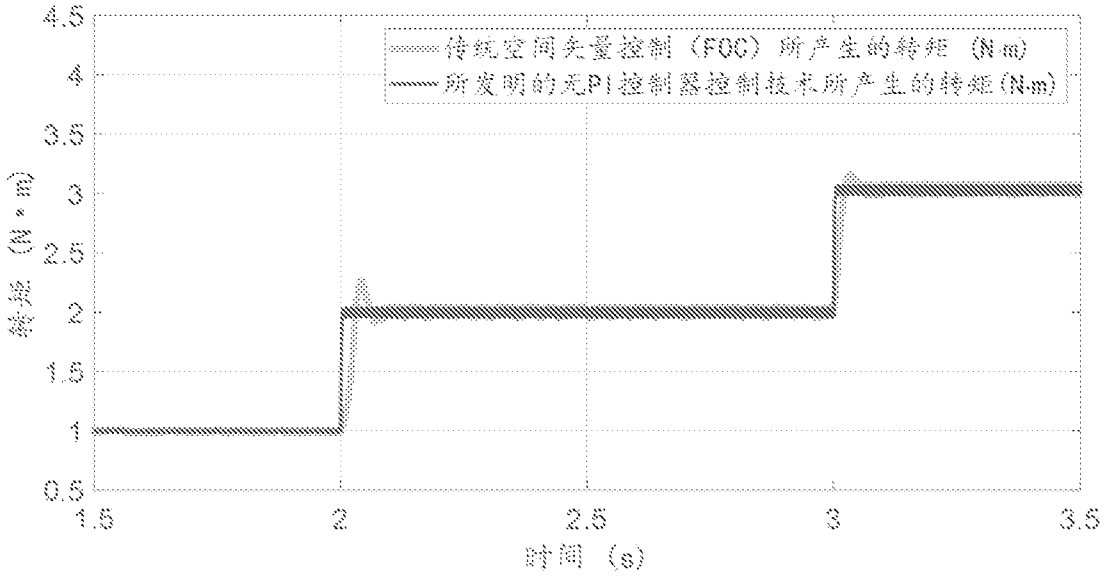

传统空间矢量控制（FOC）所产生的转矩（N·m）
所发明的无PI控制器控制技术所产生的转矩(N·m)
转矩（N·m）
时间（s）
4.5
4
3.5
3
2.5
2
1.5
1
0.5
1.5
2
2.5
3
3.5

图 11

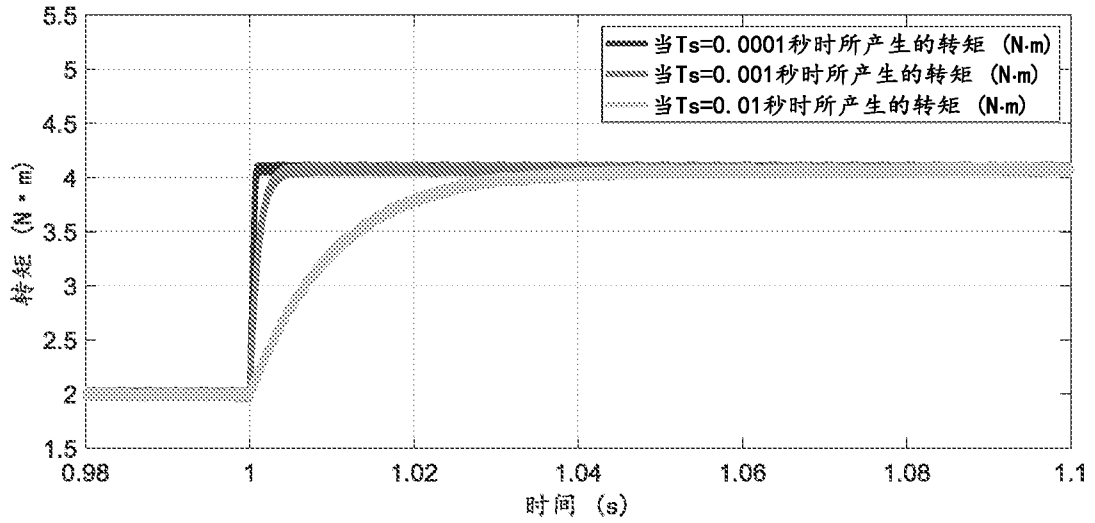

当Ts=0.0001秒时所产生的转矩（N·m）
当Ts=0.001秒时所产生的转矩（N·m）
当Ts=0.01秒时所产生的转矩（N·m）
转矩（N·m）
时间（s）
5.5
5
4.5
4
3.5
3
2.5
2
1.5
0.98
1
1.02
1.04
1.06
1.08
1.1

图 12

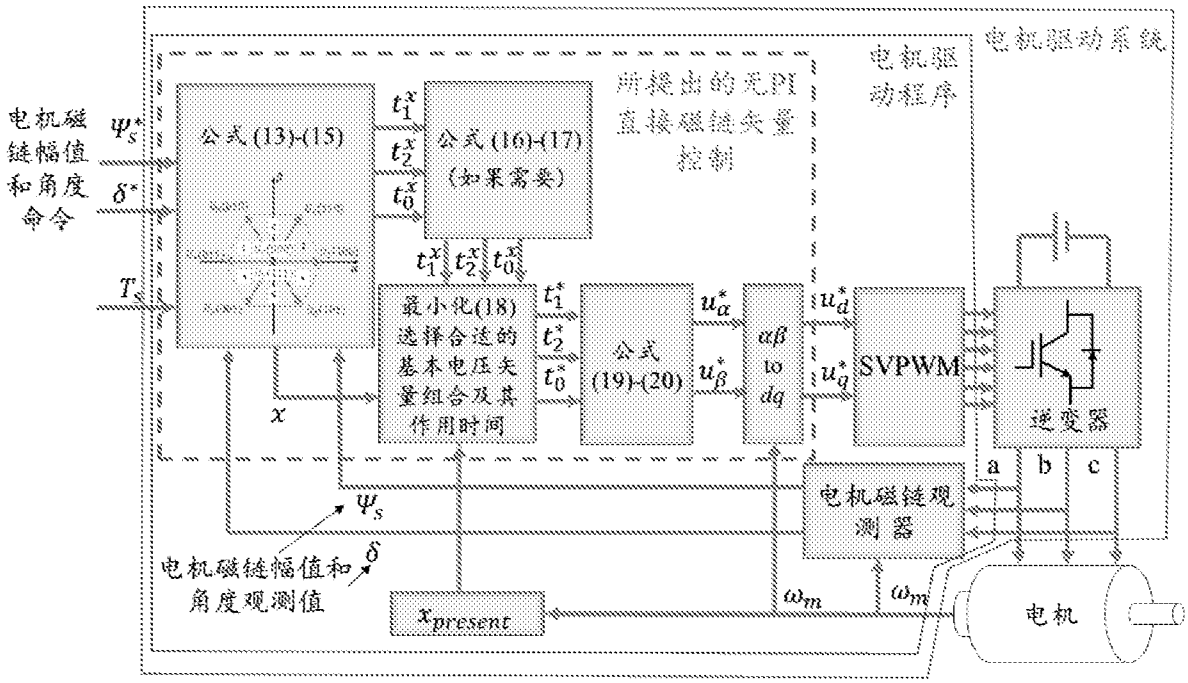

电机驱动系统
电机驱动程序
所提出的无PI直接磁链矢量控制
电机磁链幅值和角度命令
公式(13)-(15)
公式(16)-(17)
(如果需要)
最小化(18)选择合适的基本电压矢量组合及其作用时间
公式(19)-(20)
αβ ω dq
SVPWM
逆变器
a
b
c
电机磁链观测器
电机磁链幅值和角度观测值
电机

图 13

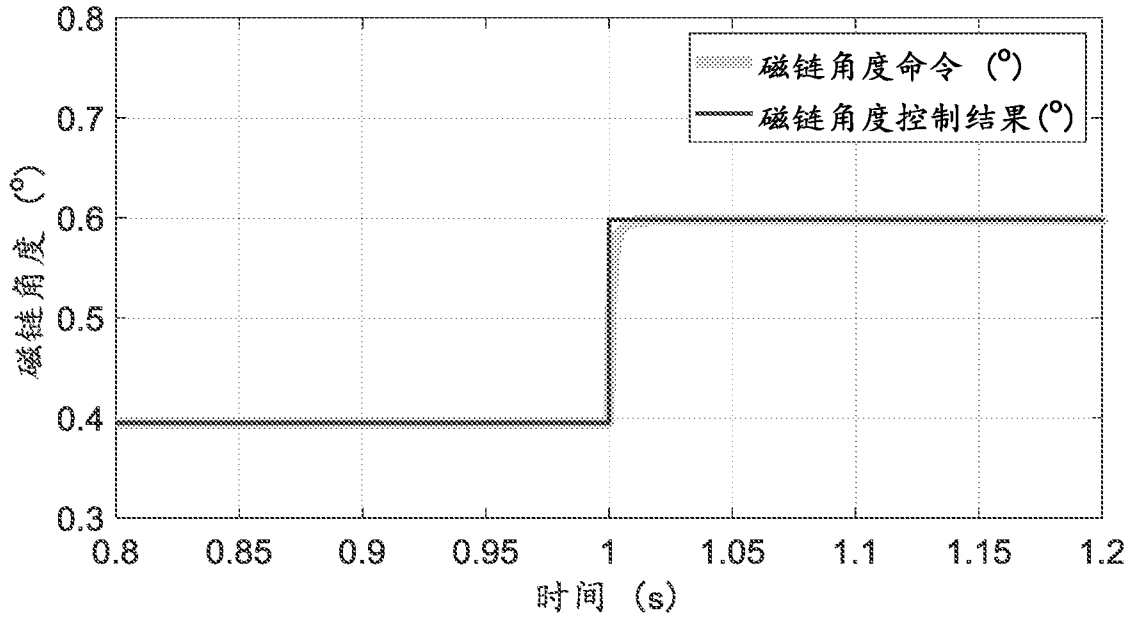

磁链角度命令 (°)
磁链角度控制结果(°)
磁链角度 (°)
时间 (s)
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.8
0.85
0.9
0.95
1
1.05
1.1
1.15
1.2

图 14

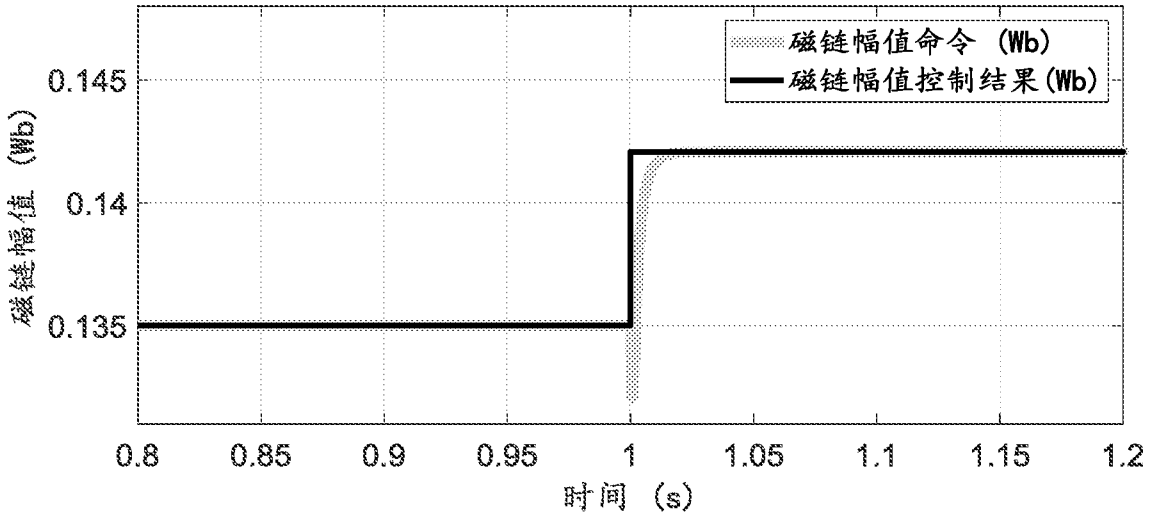

磁链幅值命令 (Wb)
磁链幅值控制结果(Wb)
磁链幅值 (Wb)
0.145
0.14
0.135
0.8
0.85
0.9
0.95
1
1.05
1.1
1.15
1.2
时间 (s)

图 15

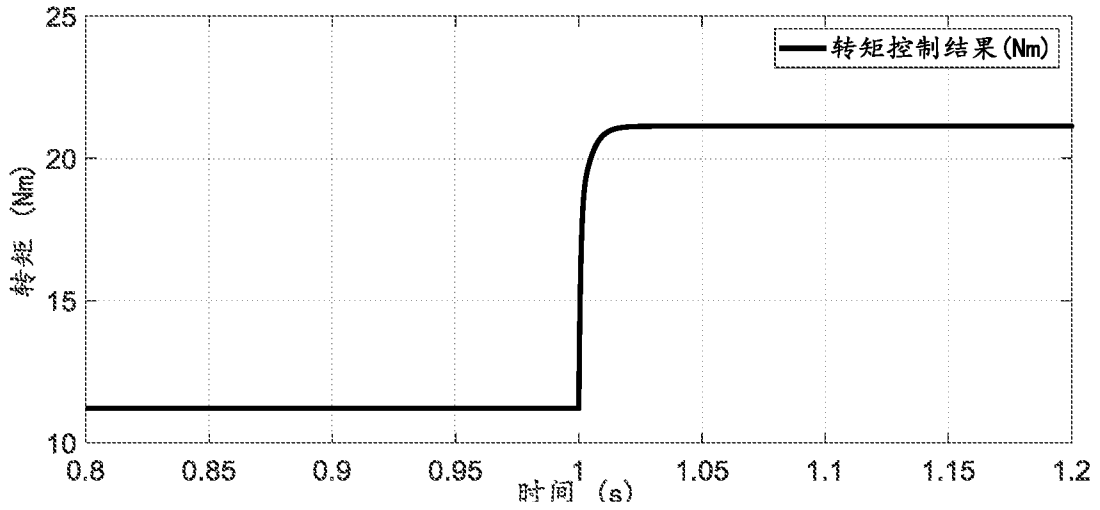

转矩控制结果(Nm)
转矩 (Nm)
25
20
15
10
0.8
0.85
0.9
0.95
1
1.05
1.1
1.15
1.2
时间 (s)

图 16

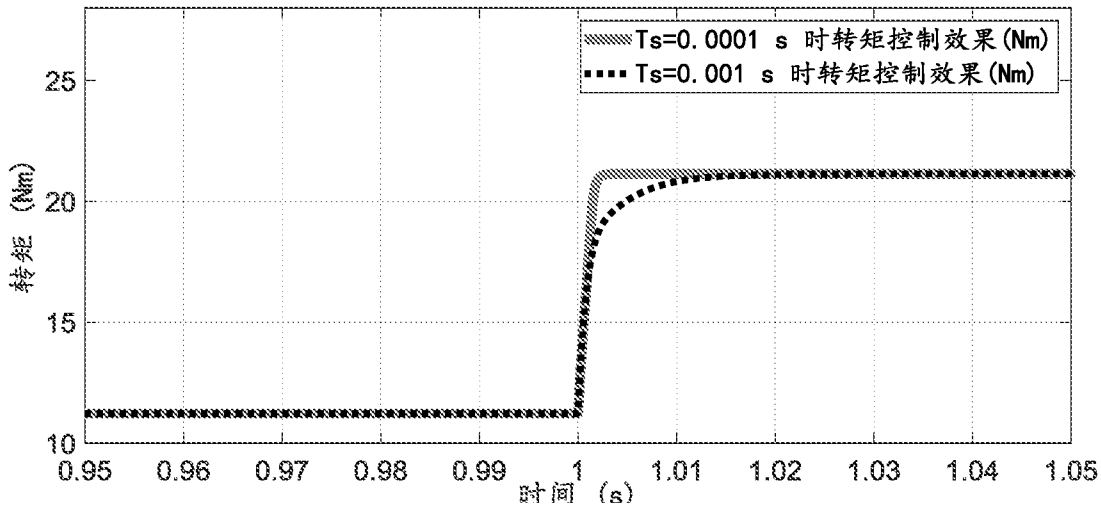

Ts=0.0001 s 时转矩控制效果(Nm)
Ts=0.001 s 时转矩控制效果(Nm)
转矩 (Nm)
25
20
15
10
0.95
0.96
0.97
0.98
0.99
1
1.01
1.02
1.03
1.04
1.05
时间 (s)

图 17

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2019/086653

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P 21/14(2016.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

DWPI; CNABS; CNTXT; CNKI: 电机, 控制, 驱动, 损失函数, 最优, 模型, 预测, d轴, q轴, motor, control, drive, loss, function, optimal, optimum, model, predict, axis

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 106982017 A (HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY) 25 July 2017 (2017-07-25) description, paragraphs [0045]-[0099], and figures 1-7	1-10
A	CN 103715961 A (HUAZHONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) 09 April 2014 (2014-04-09) entire document	1-10
A	CN 103731084 A (NORTHWESTERN POLYTECHNICAL UNIVERSITY) 16 April 2014 (2014-04-16) entire document	1-10
A	US 2010320945 A1 (DENSO CORPORATION) 23 December 2010 (2010-12-23) entire document	1-10

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☑ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
10 February 2020	**17 February 2020**

Name and mailing address of the ISA/CN	Authorized officer
China National Intellectual Property Administration (ISA/CN) **No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088** **China**	
Facsimile No. **(86-10)62019451**	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2019/086653

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	106982017	A	25 July 2017	None			
CN	103715961	A	09 April 2014	CN	103715961	B	03 February 2016
CN	103731084	A	16 April 2014	CN	103731084	B	01 June 2016
US	2010320945	A1	23 December 2010	JP	5379573	B2	25 December 2013
				JP	2011004571	A	06 January 2011
				US	8310181	B2	13 November 2012

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2019/086653

A. 主题的分类

H02P 21/14(2016.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H02P

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称，和使用的检索词（如使用）)

DWPI;CNABS;CNTXT;CNKI: 电机，控制，驱动，损失函数，最优，模型，预测，d轴，q轴，motor, control, drive, loss, function, optimal, optimum, model, predict, axis

C. 相关文件

类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 106982017 A (哈尔滨工业大学) 2017年 7月 25日 (2017-07-25) 说明书第0045-0099段，附图1-7	1-10
A	CN 103715961 A (华中科技大学) 2014年 4月 9日 (2014-04-09) 全文	1-10
A	CN 103731084 A (西北工业大学) 2014年 4月 16日 (2014-04-16) 全文	1-10
A	US 2010320945 A1 (DENSO CORP) 2010年 12月 23日 (2010-12-23) 全文	1-10

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。

☑ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型：
“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件
“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利
“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件，或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件（如具体说明的）
“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件
“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件
“T” 在申请日或优先权日之后公布，与申请不相抵触，但为了理解发明之理论或原理的在后文件
“X” 特别相关的文件，单独考虑该文件，认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性
“Y” 特别相关的文件，当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时，要求保护的发明不具有创造性
“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期
2020年 2月 10日	2020年 2月 17日

ISA/CN的名称和邮寄地址	受权官员
中国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088	李莉
传真号 (86-10)62019451	电话号码 (86-10)62411773

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2019/086653

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	106982017	A	2017年 7月 25日		无		
CN	103715961	A	2014年 4月 9日	CN	103715961	B	2016年 2月 3日
CN	103731084	A	2014年 4月 16日	CN	103731084	B	2016年 6月 1日
US	2010320945	A1	2010年 12月 23日	JP	5379573	B2	2013年 12月 25日
				JP	2011004571	A	2011年 1月 6日
				US	8310181	B2	2012年 11月 13日