



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104767445 B

(45)授权公告日 2017.04.05

(21)申请号 201510146137.2

审查员 王伯恩

(22)申请日 2015.03.30

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104767445 A

(43)申请公布日 2015.07.08

(73)专利权人 北京空间机电研究所
地址 100076 北京市丰台区南大红门路1号
9201信箱5分箱

(72)发明人 王淳 林喆 李婧 陈子印
崔辰鹏

(74)专利代理机构 中国航天科技专利中心
11009

代理人 陈鹏

(51)Int. Cl.

H02P 21/10(2016.01)

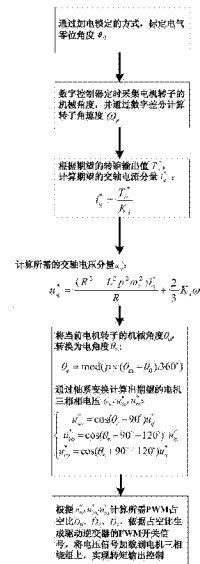
权利要求书1页 说明书6页 附图2页

(54)发明名称

一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机
转矩控制方法

(57)摘要

一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法,首先在数字控制器中定时采集电机转子的机械角度,计算出转子角速度,然后根据角速度、期望的电机输出转矩值与电机参数,计算出所需的交轴电压分量。然后根据标定过的转换关系,将转子的机械角度转换为电角度,并用当前电角度进行轴系变换计算出所需的电机三相端电压,最终通过PWM逆变器完成三相端电压的输出,实现电磁转矩的输出控制。本发明方法应用开环电压矢量控制方式代替电流矢量坐标变换与电流反馈控制过程,无需使用电流传感器与电流可控的PWM逆变器,可在较宽的转速范围内实现良好的转矩控制效果,特别适用于电路可靠性要求较高、低带宽的精密伺服控制系统中。



1. 一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法,其特征在于包括如下步骤:

(1) 通过加电锁定的方式,标定出转子的零位角度 θ_0 ;

(2) 定时采集电机转子的机械角度,并通过差分的方式获取电机转子的转动角速度 ω_r ;

(3) 根据期望的电机力矩输出值 T_e^* ,计算所需的交轴电流 $i_q^* = \frac{T_e^*}{K_t}$,其中 K_t 为电机电流力矩系数,表征了电机通入三相对称正弦电流时电机产生的电磁转矩与正弦电流峰值的比值;

(4) 根据转动角速度 ω_r 和所需的交轴电流 i_q^* ,计算所需的交轴电压 u_q^* ,

$$u_q^* = \frac{(R^2 + L^2 p^2 \omega_r^2) i_q^*}{R} + \frac{2}{3} K_r \omega_r$$

其中 R 为电机的相电阻, L 为电机的相电感, p 为电机的磁极对数;

(5) 根据标定的零位角度 θ_0 ,当前电机转子的机械角度 θ_m ,计算得到当前电机转子的电角度 $\theta_e = \text{mod}(p \times (\theta_m - \theta_0), 360^\circ)$,其中函数 $\text{mod}(a, b)$ 表示取 a 除以 b 的余数;

(6) 根据 u_q^* 的计算结果以及电机转子的电角度 θ_e ,按照Park逆变换、Clark逆变换计算期望的电机 a, b, c 三相绕组的相电压值 $u_{ao}^*, u_{bo}^*, u_{co}^*$ 为:

$$\begin{cases} u_{ao}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ) u_q^* \\ u_{bo}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ - 120^\circ) u_q^* \\ u_{co}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ + 120^\circ) u_q^* \end{cases}$$

(7) 根据步骤(6)得到的 $u_{ao}^*, u_{bo}^*, u_{co}^*$,计算三相逆变器所需的PWM占空比 D_a, D_b, D_c 分别为:

$$\begin{cases} D_a = (u_{ao}^* + 0.5V_{DC}) / V_{DC} \\ D_b = (u_{bo}^* + 0.5V_{DC}) / V_{DC} \\ D_c = (u_{co}^* + 0.5V_{DC}) / V_{DC} \end{cases}$$

依据PWM占空比 D_a, D_b, D_c ,生成驱动三相逆变器的PWM开关信号实时控制三相逆变器的开关状态,将电压信号 $u_{ao}^*, u_{bo}^*, u_{co}^*$ 加载到电机的三相端子上,实现转矩的输出控制,其中 V_{DC} 为三相逆变器的直流母线电压。

2. 根据权利要求1所述的一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法,其特征在于:所述步骤(1)中标定转子零位角度 θ_0 的方法为:在电机转子可自由旋转的情况下,将电机 a 相端子接在直流电源的正极,将电机 b 相、 c 相端子接在直流电源的负极,直流电源通电后,电机转子转动并最终锁定停止在某个角度位置,该位置即为零位角度 θ_0 。

一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于电机伺服控制领域,涉及一种永磁同步电动机的转矩控制方法,具体的,是一种在永磁同步电机的驱动控制中,应用开环电压矢量控制方式代替电流矢量坐标变换与电流反馈控制过程,以达到简化硬件架构、提高可靠性的目的,并可在较宽的转速范围内实现良好的转矩控制效果。

背景技术

[0002] 永磁同步电动机具有结构简单、力矩波动小等优点,特别适用于航空航天领域对可靠性和运动平稳性要求高的精密运动伺服场合。但其缺点是控制方法复杂,并且需要配备高分辨率的转子位置传感器、电流传感器,以及具有快速电流控制环的PWM逆变器,系统架构复杂,硬件成本高。

[0003] 当前永磁同步电动机的驱动控制方法主要为磁场定向矢量控制策略,其原理为通过轴系旋转变换,将定子静止坐标系下的三相定子绕组ABC等效为转子旋转坐标系下的沿转子磁动势方向的直轴绕组D及与转子磁动势方向垂直的交轴绕组Q。经变换后的永磁同步电机的数学模型如下:

$$[0004] \quad \begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + Ri_d - L_q p \omega_r i_q \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + Ri_q + L_d p \omega_r i_d + \lambda p \omega_r \\ T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \end{cases} \quad (1)$$

[0005] 其中, u_q 、 u_d 为交、直轴绕组电压, i_q 、 i_d 为交、直轴绕组电流, L_q 、 L_d 为交、直轴绕组电感, p 为转子极对数, λ 为转子永磁体产生的磁链, T_e 为电机输出的电磁转矩, R 为电机相电阻, ω_r 为电机转子角速度。对于面装式永磁电动机,可认为 $L_q=L_d=L$, L 为电机相电感,上述数学模型可进一步化简为:

$$[0006] \quad \begin{cases} u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - Lp\omega_r i_q \\ u_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + Lp\omega_r i_d + \lambda p \omega_r \\ T_e = 1.5p\lambda i_q \end{cases} \quad (2)$$

[0007] 当前面装式永磁同步电动机最常见的矢量控制方法是令 $i_d=0$,通过调整 i_q 来实现电磁转矩 T_e 的控制。其具体实现过程如图1所示。即先通过实时采集定子三相电枢绕组电流 i_a 、 i_b 、 i_c 中的任意两相,通过Clark变换等效成静止直角坐标系下的 i_α 、 i_β ,再根据位置传感器检测出的转子角度,从而确定转子的磁动势方向,应用Park变换将 i_α 、 i_β 转换为转子旋转坐标系下的直轴电流分量 i_d 和交轴电流分量 i_q ,根据 $T_e=1.5p\lambda i_q$ 即可得到当前实际的电机输出转矩。输出转矩指令 T_{ref} 减去实际值 T_e ,将其差值输入到转矩调节器,其输出即为交轴电流指令值 i_q^* ,同时令直轴电流指令值 $i_d^*=0$,再通过Park逆变换,Clark逆变换计算定子三

相绕组电流指令值 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，最后通过电流可控PWM逆变器，实现三相电流的调整，使得实际交轴电流 $i_q = i_q^*$ ，完成输出转矩的闭环控制。

[0008] 可以看出，这种矢量控制策略要求电流可控的PWM逆变器能够对电流指令的变化做出快速反应，使实际电流能够严格地跟踪指令电流。因此其转矩输出特性很大程度上取决于电流传感器与电流可控的PWM逆变器的性能，需要很高的硬件成本。此外，在整个控制过程中，需要同时计算坐标系的变换与逆变换，计算量大，占用了大量的数字控制器资源。

[0009] 如果不使用电流环，通过控制三相电压的方式，只能实现式(2)中的直轴电压分量 u_d ，交轴电压分量 u_q 的开环控制，而无法精确的控制 i_d 、 i_q 。在转子角速度 ω_r 很低约为0时，可近似使得直轴电流分量 $i_d = 0$ ，交轴电流分量 i_q 与 u_q 成线性关系，通过控制 u_q 即可控制 i_q 。但是只要 ω_r 略高，根据式(2)，则 i_q 与 u_q 不再成线性关系，而且也无法保证 $i_d = 0$ ，因此不能简单的通过线性调整 u_q 实现输出转矩的良好控制。

发明内容

[0010] 本发明解决的技术问题是：克服现有技术的不足，提供了一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法，该方法应用开环电压矢量控制方式代替电流矢量坐标变换与电流反馈控制过程，无需使用电流传感器与电流可控的PWM逆变器，可在较宽的转速范围内实现良好的转矩控制效果，具有硬件架构简单可靠、容易实现等优点，特别适用于电路可靠性要求较高、低带宽的精密伺服控制系统中。

[0011] 本发明的技术解决方案是：一种无电流反馈的面贴式永磁同步电动机转矩控制方法，包括如下步骤：

[0012] (1) 通过加电锁定的方式，标定出转子的零位角度 θ_0 ；

[0013] (2) 定时采集电机转子的机械角度，并通过差分的方式获取电机转子的转动角速度 ω_r ；

[0014] (3) 根据期望的电机力矩输出值 T_e^* ，计算所需的交轴电流 $i_q^* = \frac{T_e^*}{K_t}$ ，其中 K_t 为电机电流量矩系数；

[0015] (4) 根据转动角速度 ω_r 和所需的交轴电流 i_q^* ，计算所需的交轴电压 u_q^* ，

$$[0016] \quad u_q^* = \frac{(R^2 + L^2 p^2 \omega_r^2) i_q^*}{R} + \frac{2}{3} K_t \omega_r$$

[0017] 其中 R 为电机的相电阻， L 为电机的相电感， p 为电机的磁极对数；

[0018] (5) 根据标定的零位角度 θ_0 ，当前电机转子的机械角度 θ_m ，计算得到当前电机转子的电角度 $\theta_e = \text{mod}(p \times (\theta_m - \theta_0), 360^\circ)$ ，其中函数 $\text{mod}(a, b)$ 表示取 a 除以 b 的余数；

[0019] (6) 根据 u_q^* 的计算结果以及电机转子的电角度 θ_e ，按照Park逆变换、Clark逆变换计算期望的电机 a, b, c 三相绕组的相电压值 u_{a0}^* 、 u_{b0}^* 、 u_{c0}^* 为：

$$[0020] \quad \begin{cases} u_{ao}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ) u_q^* \\ u_{bo}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ - 120^\circ) u_q^* \\ u_{co}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ + 120^\circ) u_q^* \end{cases}$$

[0021] (7) 根据步骤(6)得到的 u_{ao}^* 、 u_{bo}^* 、 u_{co}^* ，计算三相逆变器所需的PWM占空比 D_a 、 D_b 、 D_c 分别为：

$$[0022] \quad \begin{cases} D_a = (u_{ao}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \\ D_b = (u_{bo}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \\ D_c = (u_{co}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \end{cases}$$

[0023] 依据PWM占空比 D_a 、 D_b 、 D_c ，生成驱动三相逆变器的PWM开关信号实时控制三相逆变器的开关状态，将电压信号 u_{ao}^* 、 u_{bo}^* 、 u_{co}^* 加载到电机的三相端子上，实现转矩的输出控制，其中 V_{DC} 为三相逆变器的直流母线电压。

[0024] 所述步骤(1)中标定转子零位角度 θ_0 的方法为：在电机转子可自由旋转的情况下，将电机a相端子接在直流电源的正极，将电机b相、c相端子接在直流电源的负极，直流电源通电后，电机转子转动并最终锁定停止在某个角度位置，该位置即为零位角度 θ_0 。

[0025] 本发明与现有技术相比的优点在于：

[0026] (1) 本发明采用电压开环方式实现了电机电磁转矩控制，无需在电路中配置电流传感器及电流滞环电路，简化了硬件架构，结构简单、可靠性高，适用于航空航天等对电路可靠性要求较高的场合；

[0027] (2) 本发明方法在计算电压输出量时充分考虑了电机转速对转矩输出的影响，在对同步电动机的模型进行化简时，保留了所有的速度项，因此电机处于静止或高速旋转并不会对本方法的效果产生严重的影响。只要当电动机所在的整个机械控制系统所期望的电动机出力矩变化相对缓慢，角度闭环或速度闭环后的控制系统带宽要求不高时，应用本发明方法都可保证良好的转矩控制效果；

[0028] (3) 本发明方法无需进行坐标轴系正变换计算，只需进行逆变换计算，节省了控制器资源。

附图说明

[0029] 图1为传统永磁同步电机矢量控制原理框图；

[0030] 图2为本发明永磁同步电机矢量控制原理框图；

[0031] 图3为本发明方法的流程框图。

具体实施方式

[0032] 如图2所示，本发明的永磁同步电动机转矩控制方法，其实现装置包括永磁同步电动机、转子位置传感器、转子位置解算单元、数字控制单元、PWM三相逆变器。永磁同步电动机与转子位置传感器同轴连接，用于测量电机转子的机械角位置，转子位置解算单元接入转子位置传感器的输出信号，将当前角度的数字量输出送入数字控制器（采用Ti公司SMJ320F2812型军级DSP）中，数字控制器计算调整三相绕组端电压的脉宽调制占空比信号，

并将其送入PWM三相逆变器中实时控制逆变器的开关状态,实现三相电压的调整,从而实现
对永磁同步电动机的转矩控制。

[0033] 本发明方法的实施流程如图3所示,具体实施步骤如下:

[0034] (1) 通过加电锁定的方式,标定电机转子的机械角度零位,明确机械角度与电角度的
对应关系。确保电机转子可自由旋转,电机定子三相绕组为Y型连接,中心点为o,三相端
子分别为a、b、c,将电机a相端子接在直流电源的正极,将电机b相、c相端子接在直流电源的
负极。直流电源通电后,电机转子会转动并最终锁定停止在某个角度位置。此时转子永磁体
磁动势方向指向定子a相绕组,定义此时的转子角度为电角度 0° 与机械角度 0° ,通过DSP读
取并记录此时转子位置解算单元输出的零位角度 θ_0 。

[0035] (2) 按照图2所示,DSP定时采集电机机械角度 θ_m ,然后通过数字差分的方式计算当
前角速度 ω_r ,并可通过数字低通滤波器滤除 ω_r 中由差分计算带来的高频噪声。

[0036] (3) 根据期望的电机力矩输出值 T_e^* ,按照式(3)计算所需的交轴电流 i_q^* :

$$[0037] \quad i_q^* = \frac{T_e^*}{K_i} \quad (3)$$

[0038] 式中, K_i 为电机厂提供的永磁同步电动机电流力矩系数(单位为N.m/A),其意义为
电机通入三相对称正弦电流时,电机产生的电磁转矩与正弦电流峰值的比值,为电机固定
参数,其与转子永磁体产生的磁链 λ 的换算关系如式(4)所示:

$$[0039] \quad K_i = 1.5p\lambda \quad (4)$$

[0040] p 为转子极对数。

[0041] (4) 根据 ω_r , i_q^* 的计算结果,同时相电阻 R ,相电感 L 可测量,按照式(5)计算所需的
交轴电压 u_q^* :

$$[0042] \quad u_q^* = \frac{(R^2 + L^2 p^2 \omega_r^2) i_q^*}{R} + \frac{2}{3} K_i \omega_r \quad (5)$$

[0043] 式(5)根据面装式永磁同步电动机的数学模型式(2)得到,其成立条件与推导过程
如下:

[0044] 当电动机所在的整个机械控制系统所期望的电动机输出力矩变化相对缓慢,角度
闭环或速度闭环后的控制系统带宽要求不高时,数字信号处理器的每个控制周期内 i_q, i_d 的

变化量足够小,可近似认为 $L \frac{di_q}{dt} \approx 0, L \frac{di_d}{dt} \approx 0$ 。同时,令 $u_d = 0$,则式(2)可简化为:

$$[0045] \quad \begin{cases} 0 = Ri_d - Lp\omega_r i_q \\ u_q = Ri_q + Lp\omega_r i_d + \lambda p\omega_r \\ T_e = 1.5p\lambda i_q \end{cases} \quad (6)$$

[0046] 由式(6)的第1行可得, $i_d = \frac{Lp\omega_r i_q}{R}$ 。将 i_d 与式(4)代入式(6)第2行,即可得到式

(5)。式(5)的意义在于,不论 ω_r 为多少,只要 i_q, i_d 的变化率够小,则式(5)都可以成立。

[0047] (5) 根据标定的零位角度 θ_0 ,当前机械角度 θ_m ,按照式(7)计算得到当前的电角度

θ_e :

$$[0048] \quad \theta_e = \text{mod}(p \times (\theta_m - \theta_0), 360^\circ) \quad (7)$$

[0049] 其中,函数 $\text{mod}(a,b)$ 表示取 a 除以 b 的余数, p 为永磁同步电动机的磁极对数。根据 u_q^* 的计算结果,及 $u_d=0$ 的条件,按照Park逆变换,Clark逆变换计算期望的 a,b,c 三相绕组的相电压值 u_{ao}^* 、 u_{bo}^* 、 u_{co}^* ,如式(8)所示:

$$[0050] \quad \begin{cases} u_{ao}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ) u_q^* \\ u_{bo}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ - 120^\circ) u_q^* \\ u_{co}^* = \cos(\theta_e + 90^\circ + 120^\circ) u_q^* \end{cases} \quad (8)$$

[0051] 其中 θ_e+90° 意味着三相定子绕组产生的磁动势方向与转子永磁体的磁动势方向垂直,此时电机的转矩输出效率最高。

[0052] (6)如图2所示,采用PWM的方式实现电机三相电压的输出,因此需要将期望输出的电压值转换为占空比。记逆变器的直流母线电压为 V_{DC} ,由于母线电压的供电范围为0至 V_{DC} ,而期望的三相电压有正有负,因此计算时先加入 $0.5V_{DC}$ 大小的直流偏置,即令50%的占空比对应0V的相电压输出,小于50%的占空比对应负值的电压输出,大于50%的占空比对应正值的电压输出。计算三相逆变器所需的PWM占空比如式(9)所示:

$$[0053] \quad \begin{cases} D_a = (u_{ao}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \\ D_b = (u_{bo}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \\ D_c = (u_{co}^* + 0.5V_{DC})/V_{DC} \end{cases} \quad (9)$$

[0054] 应用SMJ320F2812的全功能比较器作为PWM的发生单元,依据占空比 D_a 、 D_b 、 D_c 生成驱动逆变器的PWM开关信号,实时控制逆变器的开关状态,将电压信号加载到电机三相端子上,实现转矩输出。

[0055] 在单向全桥逆变器PWM调制下, a,b,c 三相端子上加载的端电压可等效为:

$$[0056] \quad \begin{cases} u_a = u_{ao} + u_o = D_a \times V_{DC} \\ u_b = u_{bo} + u_o = D_b \times V_{DC} \\ u_c = u_{co} + u_o = D_c \times V_{DC} \end{cases} \quad (10)$$

[0057] 其中, u_a 、 u_b 、 u_c 为实际的电机三相端电压, u_{ao} 、 u_{bo} 、 u_{co} 为实际的电机三相相电压, u_o 为三相绕组Y型连接的中心点电压。将式(9)代入式(10),根据电机定子三相绕组阻抗相同的特性,容易得到:

$$[0058] \quad \begin{cases} u_{ao} = u_{ao}^* \\ u_{bo} = u_{bo}^* \\ u_{co} = u_{co}^* \\ u_o = 0.5V_{DC} \end{cases} \quad (11)$$

[0059] 由式(11)可知,经三相逆变器的PWM调制后,电机三相相电压与期望值相等,通过电压开环控制的方式实现了电机的电磁转矩控制。

[0060] 本发明提供的永磁同步电动机转矩电压开环控制方法,由于在电压计算中引入了当前的角速度,因此在较宽的转速范围内都可以获得良好的转矩控制效果,适用于低带宽

的位置和速度伺服系统中。

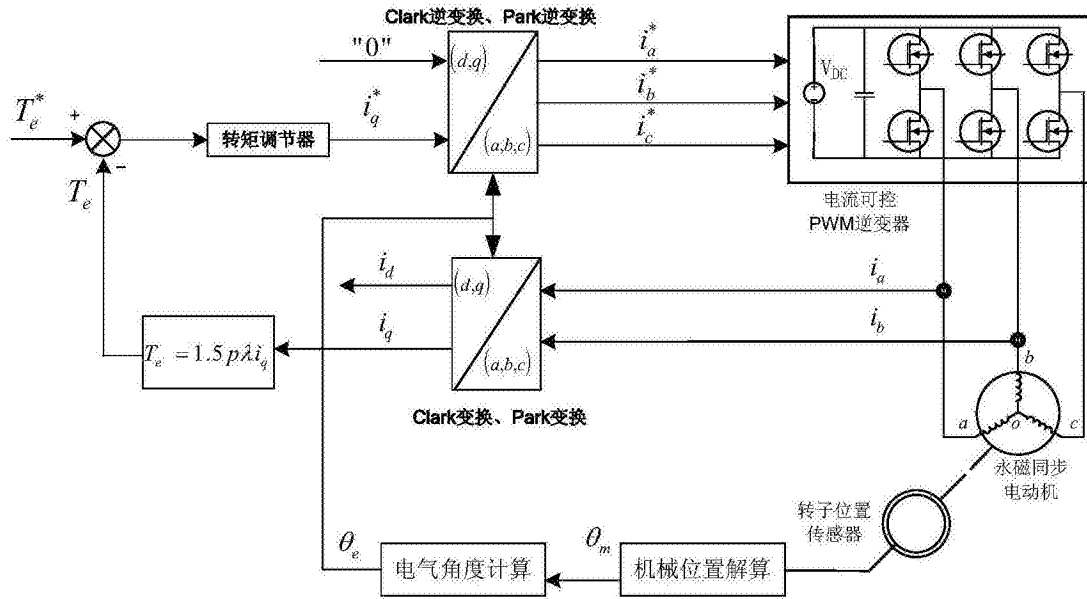


图1

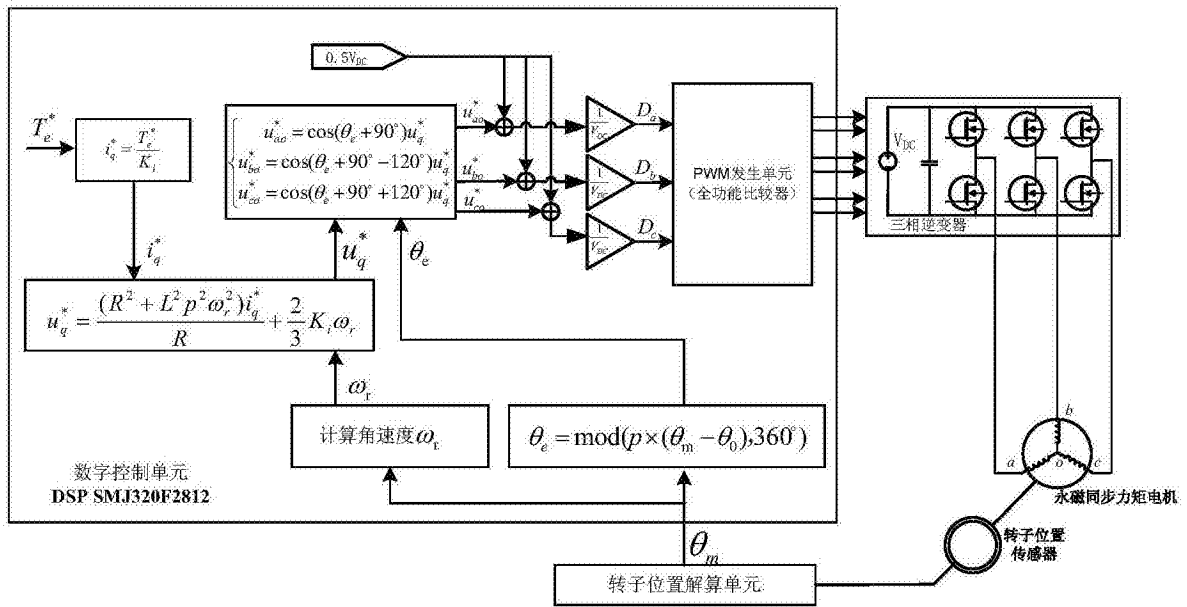


图2

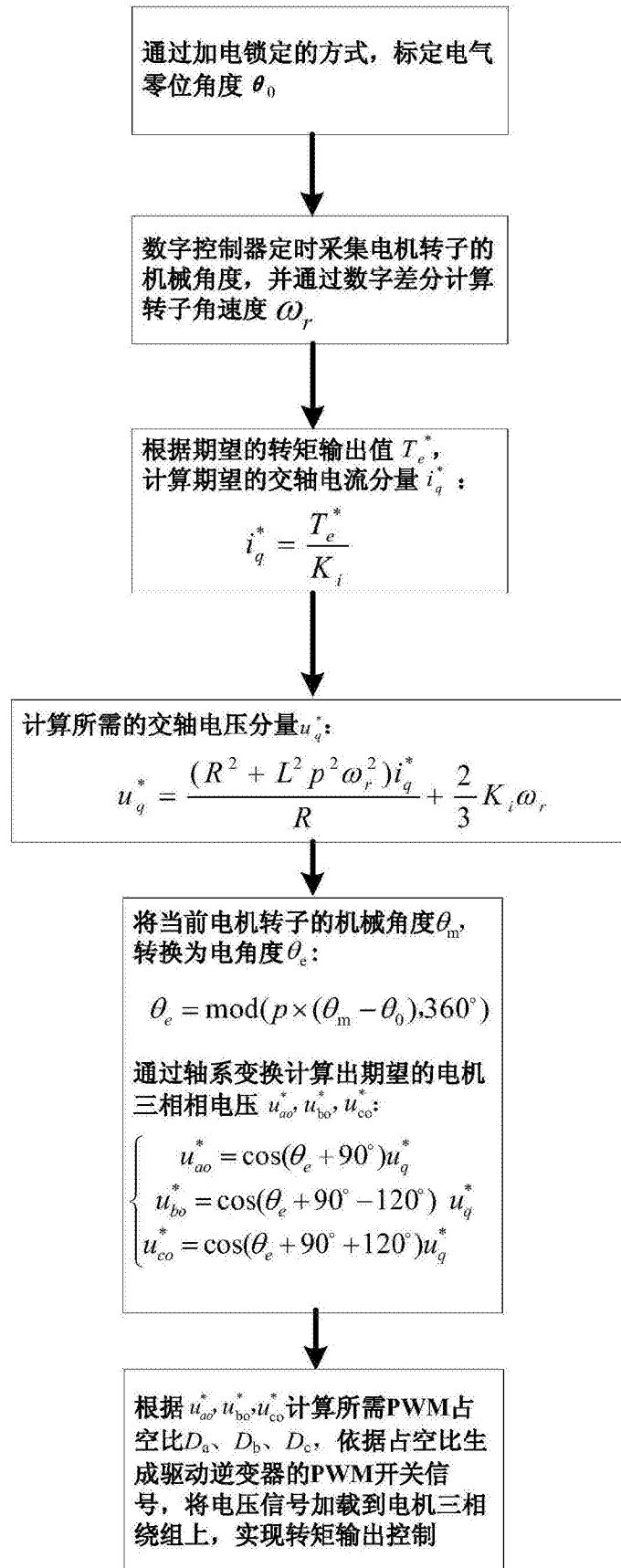


图3