

永磁同步电机无磁链环直接转矩控制

林金伟^{1,2}, 曹 伟¹, 杨建飞¹, 邱 鑫¹, 陈雪丽¹,
刘 训¹, 董艮滔¹, 王伟业¹, 朱 兵¹

(1. 南京师范大学江苏省三维打印装备与制造重点实验室, 江苏 南京 210042)

(2. 国网浙江德清县供电有限公司, 浙江 湖州 313200)

[摘要] 从永磁同步电机结构特点出发, 分析了传统直接转矩控制定子磁链和转矩双闭环控制结构下的不解耦特性, 指出传统双环控制结构并不是转矩控制的最好结构, 提出一种永磁同步电机无磁链闭环直接转矩控制方法. 无磁链环直接转矩控制方法直接以转矩为优先控制目标, 不再考虑控制定子磁链幅值恒定的要求, 以实现永磁同步电机转矩既快又准确的控制, 简化了永磁同步电机的控制结构, 实验验证了该方法的正确性和可行性.

[关键词] 永磁同步电机, 直接转矩控制, 定子磁链, 控制结构

[中图分类号] TM351 [文献标志码] A [文章编号] 1672-1292(2018)03-0046-09

Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Without Flux Linkage Loop

Lin Jinwei^{1,2}, Cao Wei¹, Yang Jianfei¹, Qiu Xin¹, Chen Xueli¹,
Liu Xun¹, Dong Gentao¹, Wang Weiye¹, Zhu Bing¹

(1. Jiangsu Key Laboratory of 3D Printing Equipment and Manufacturing, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

(2. State Grid Zhejiang Deqing Power Supply Company, Huzhou 313200, China)

Abstract: Considering the structural characteristics of permanent magnet synchronous motor (PMSM), the paper analyzes the non-decoupling characteristics of traditional direct torque control (DTC) stator flux and torque double closed-loop control structure, and points out that the traditional double-loop control structure is not the best structure of torque control. Then, this paper presents a PMSM without flux linkage loop DTC method, which directly takes torque as the priority control target, no longer considers the control stator flux amplitude constant requirement, in order to achieve fast and accurate PMSM torque control. Simulation and the experimental results verify without flux linkage loop DTC method correct and feasible.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM), direct torque control (DTC), stator flux linkage, control structure

PMSM(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其结构简单、功率因数高、效率高等优点和特色,在各行各业均有着广泛的应用,比如航空航天、新能源、医疗器械、工业自动化等^[1-3]. 直接转矩控制(direct torque control, DTC)技术相比于矢量控制来说,省去了复杂的坐标变换计算,减少了对电机参数的依赖,其控制手段直接,动态响应快速^[4-6],故 PMSM DTC 的研究有着工程实际意义.

纵观 PMSM 传统 DTC 方法的研究成果,一直借鉴异步电机 DTC 方法磁链转矩双闭环的结构^[7-10]. 文献[11]提出一种新型的 DTC 方法,此方法不再控制定子磁链幅值恒定,提高了功率因数,减小了无功电流,通过仿真验证了其方法的正确性,但没能得到实验的验证. 本文将从 PMSM 转矩产生机理出发,充分考虑 PMSM 转子磁链恒定这一特殊条件,不再拘泥于传统 DTC 磁链转矩双闭环结构的控制思想,从转矩精确控制与简化控制结构角度提出一种空间电压矢量直接对转矩负责的无磁链环 DTC 方法. 确定了

收稿日期:2018-04-13.

基金项目:国家自然科学基金青年基金(51407095)、江苏省自然科学基金(BK20151548)、江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016001-01)、江苏省“六大人才高峰”项目(GDZB-043)、校“青蓝工程”项目、江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX18_1223)、江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX18_1225).

通讯联系人:杨建飞,博士,副教授,研究方向:电机控制,三维打印. E-mail: yjfsmile@njnu.edu.cn

PMSM 无磁链环 DTC 方法下转矩控制方法和电压矢量的选择依据,以及定子磁链限幅下空间电压矢量表,实验验证了该方法的正确性和可行性.

1 PMSM 无磁链环 DTC 理论分析

1.1 传统 DTC 系统定子磁链转矩双环不解耦分析

PMSM 无磁链 DTC 系统是由一个三相电压型的逆变器向 PMSM 进行供电,本文研究的电机为星形连接,其结构连接如图 1 所示.

电机控制的本质是对转矩的控制,不同空间电压矢量的选择可以实现对转矩的控制. 结合图 1 可以得到空间电压矢量的分布图,如图 2 所示.图中 $\alpha\beta$ 为两相静止坐标系, dq 为两相转子磁链同步旋转坐标系, xoy 为两相定子磁链同步旋转坐标系.

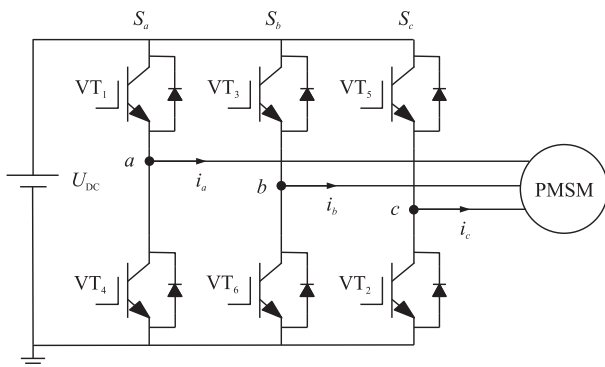


图 1 逆变器与电机连接示意图

Fig. 1 Diagram of inverter and motor connection

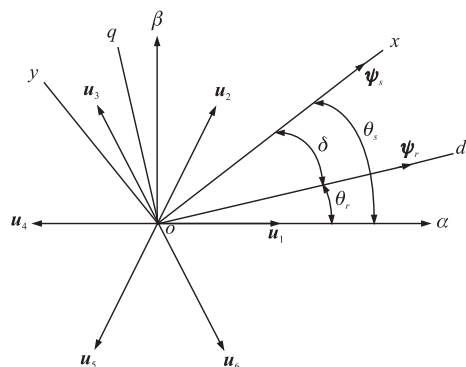


图 2 空间电压矢量与定子磁链关系图

Fig. 2 Diagram of space voltage vector and statorrotor flux linkage

隐极式 PMSM 转矩 T_e 可表示为

$$T_e = \frac{3p}{2L_s} |\psi_s| |\psi_f| \sin \delta. \quad (1)$$

式中, p 为电机极对数, L_s 为定子电感, ψ_s 为定子磁链, ψ_f 为转子磁链, δ 为定子磁链与转子磁链之间的夹角.

在 dq 两相转子磁链同步旋转坐标系中,可以将定子磁链 ψ_s 分解到 d 轴与 q 轴上,分别表示成直轴分量 ψ_{sd} 和交轴分量 ψ_{sq} ,其中交轴分量 ψ_{sq} 可表示为

$$\psi_{sq} = |\psi_s| \sin \delta. \quad (2)$$

将式(2)的交轴分量 ψ_{sq} 代入式(1)转矩 T_e 公式中,可将式(1)简化为

$$T_e = \frac{3p}{2L_s} \psi_f \psi_{sq}. \quad (3)$$

空间电压矢量作用一个控制周期前后定子磁链幅值相位、转子磁链相位和转矩角的变化情况如图 3 所示.

由式(3)可知,最终影响转矩 T_e 大小的变量只有 ψ_{sq} . 为了更加直观地表现定子磁链 ψ_s 的交轴分量 ψ_{sq} ,现通过作图的方式在图 3 上将 ψ_{sq} 表示出来. 在空间电压矢量作用前, d 轴以转子磁链矢向 $\psi_{r(n-1)}$ 定向,定子磁链 $\psi_{s(n-1)}$ 的幅值为线段 OA ,由 A 点向 d 轴作垂线 AB ,垂足为 B ,此时垂线 AB 表示定子磁链 $\psi_{s(n-1)}$ 的交轴分量 $\psi_{sq(n-1)}$. 当空间电压矢量作用一个控制周期后, d 轴将以转子磁链矢向 $\psi_{r(n)}$ 定向,同理,此时线段 CD 为定子磁链 ψ_s 交轴分量 ψ_{sq} .

为探究转矩变化快慢的影响因素,对式(3)两边求导得式(4)

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3p}{2L_s} \psi_f \frac{d\psi_{sq}}{dt}. \quad (4)$$

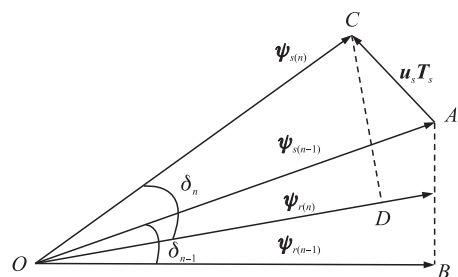


图 3 定转子磁链和转矩角变化

Fig. 3 Variation of stator rotor flux linkage and power angle

式(4)则表明,转矩变化的快慢取决于定子磁链交轴分量 ψ_{sq} 变化的快慢.

而对定子磁链的控制又落实到空间电压矢量的选择上,在空间电压矢量与定子磁链的关系方程中,如果不计定子电阻的压降的情况,空间电压矢量可表示为

$$\mathbf{u}_s = \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt}. \quad (5)$$

将式(5)分解到 dq 两相转子磁链同步旋转坐标系中,则空间电压矢量的交轴和直轴分量可表示为

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{sq}}{dt} = u_{sq} \\ \frac{d\psi_{sd}}{dt} = u_{sd} \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)代入式(4),可将(4)简化为

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3p}{2L_s} \psi_f u_{sq}. \quad (7)$$

从式(7)可以得知,最终决定 PMSM 电磁转矩 T_e 变化快慢的量是空间电压矢量交轴分量 u_{sq} . 控制 PMSM 电磁转矩 T_e 增加最快,则选择交轴分量 u_{sq} 最大的空间电压矢量. 同理,控制 PMSM 电磁转矩 T_e 减小最慢,则选择交轴分量 u_{sq} 最小的空间电压矢量. 以上控制转矩快慢的过程中,不涉及定子磁链,这也从理论上证明了 PMSM 传统 DTC 方法控制定子磁链幅值恒定是不必要的,同时证明了传统 DTC 方法下磁链转矩双环是不解耦的,传统 DTC 双环控制结构并不是转矩控制的佳结构. 本文将不再控制定子磁链幅值恒定的 PMSM DTC 方法称为 PMSM 无磁链环 DTC.

1.2 无磁链环 DTC 空间电压矢量选择

结合图 2 可知,各个空间电压矢量的交轴分量随着转子磁链角度的变化而变化. 设各个非零空间电压矢量的幅值为 1 V,逆时针方向规定为正方向. 各个空间电压矢量交轴分量随转子角度 θ_r 的变化关系可表示为

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sin(-\theta_r), \\ u_{2q} &= \sin(60^\circ - \theta_r), \\ u_{3q} &= \sin(120^\circ - \theta_r), \\ u_{4q} &= \sin(180^\circ - \theta_r), \\ u_{5q} &= \sin(240^\circ - \theta_r), \\ u_{6q} &= \sin(300^\circ - \theta_r). \end{aligned} \quad (8)$$

从式(8)可知,PMSM 空间电压矢量的交轴分量均是关于转子磁链角度 θ_r 的正弦函数,现将这些正弦函数用图 4 表示出来,以便于更加形象直观地分析其中的规律.

由图 4 可知,在 $0 \sim 2\pi$ 范围内转子角度被平均分成 6 个扇区,在每个扇区内 6 个空间电压矢量均有交轴分量存在,且各交轴分量大小不同,所以在每个扇区内都存在交轴分量的最大值和最小值,能够实现对电磁转矩快速增加或减小的控制要求. 以转子磁链角度 θ_r 在 $0 \sim 2\pi/6$ 扇区进行分析,若此时需要增大电磁转矩,那么从图 4 可知, u_2 、 u_3 、 u_4 的交轴分量都为正,所以,这些空间电压矢量均能增大电机的电磁转矩,然而,DTC 技术追求的是快速的动态性能,从这个角度分析,增加电机电磁转矩则应选择最优空间电压矢量 u_3 . 相反,若此时需要减小电磁转矩, u_1 、 u_5 、 u_6 的交轴分量都为负,均能减小电磁转矩,但减小电磁转矩最优空间电压矢量为 u_6 . 如果给定转矩与实际转矩的转矩差在转矩滞环范围内,则需要保持电磁转矩,此时可以选择 u_0 或 u_7 . 同样的分析方法可推

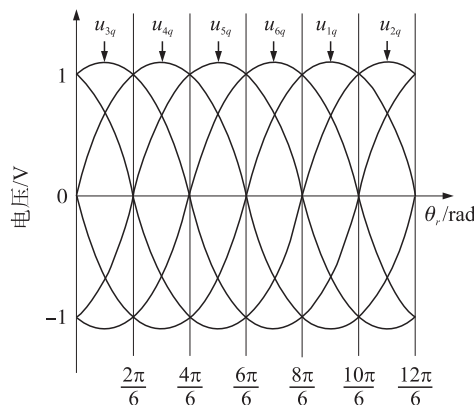


图 4 空间电压矢量 D 轴分量随转子角度变化情况

Fig. 4 D-axis space voltage vector with rotor position

导出剩下的 5 个扇区最优空间电压矢量,并将结果整理至表 1 中,其中, τ 为电磁转矩输出参数, $\tau = 1$ 表示需要增大电磁转矩, $\tau = 0$ 表示需要保持电磁转矩, $\tau = -1$ 表示需要减小电磁转矩。

表 1 最优空间电压矢量选择表

Table 1 Table of optimal space voltage vector select

τ	θ_r					
	$0 \sim \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \sim \pi$	$\pi \sim \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \sim \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \sim 2\pi$
1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
0	u_0, u_7	u_0, u_7	u_0, u_7	u_0, u_7	u_0, u_7	u_0, u_7
-1	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5

1.3 无磁链环 DTC 定子磁链幅值限制

上文的分析都是基于定子磁链的交轴分量完成,没有涉及到定子磁链的直轴分量,但定子磁链不是仅由交轴分量构成,它是由直轴分量和交轴分量共同组成,两者影响定子磁链幅值大小的地位是相等的。因此,在空间电压矢量的作用下,定子磁链的直轴分量和交轴分量都会发生相应的变化。如果在电机控制过程中只关心定子磁链交轴分量的变化,不考虑定子磁链幅值的变化,任由其变化,则定子磁链幅值有超过额定定子磁链幅值的可能性。一旦定子磁链幅值过大,定子绕组磁链会因此而饱和,进而带来电机停机的严重后果。所以,在电机控制过程中检测到定子磁链幅值大于定子磁链额定幅值时,需要通过相应措施有效地减小定子磁链幅值。

PMSM 在 xy 定子磁链同步旋转坐标系下,定子磁链与该坐标系 x 轴同相位并同步旋转,在该坐标系下 x 轴方向定子电压和定子磁链幅值关系为

$$u_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d|\psi_s|}{dt}. \quad (9)$$

式中, R_s 为定子电阻, i_{sx} 为 x 轴方向的定子电流。

若不计定子电阻产生的压降,式(9)可进一步简化为

$$u_{sx} \approx \frac{d|\psi_s|}{dt}. \quad (10)$$

从式(10)中 x 轴方向电压表达式可知,在忽略定子电阻压降的条件下,空间电压矢量 x 轴方向的分量直接决定了定子磁链幅值的变化。当空间电压矢量 x 轴方向分量为正,定子磁链幅值增加,当空间电压矢量 x 轴方向分量为负,定子磁链幅值减小。为了有效限制定子磁链幅值,应选择 x 轴方向分量为负的空间电压矢量作用于电机以限制定子磁链幅值。

结合图 2 可知,各个空间电压矢量沿着 x 轴方向电压分量随着定子磁链角度的变化而变化。设各个非零空间电压矢量的幅值为 1 V。空间电压矢量 x 轴方向分量随定子角度 θ_s 的变化关系为

$$\begin{aligned} u_{1x} &= \cos(-\theta_s), \\ u_{2x} &= \cos(60^\circ - \theta_s), \\ u_{3x} &= \cos(120^\circ - \theta_s), \\ u_{4x} &= \cos(180^\circ - \theta_s), \\ u_{5x} &= \cos(240^\circ - \theta_s), \\ u_{6x} &= \cos(300^\circ - \theta_s). \end{aligned} \quad (11)$$

从式(11)可知,PMSM 空间电压矢量的 x 轴方向分量均是关于定子磁链角度 θ_s 的余弦函数,现将这些余弦函数用图 5 表示出来。

从图 5 可知,在 $0 \sim 2\pi$ 范围内转子角度被平均分成 6 个扇区,在每个扇区内 6 个空间电压矢量均有 x 轴方向分量存在,且各 x 轴方向分量大小不同,所以在每个扇区内都存在最小值,能够实现对定子磁链幅值快速减小的控制要

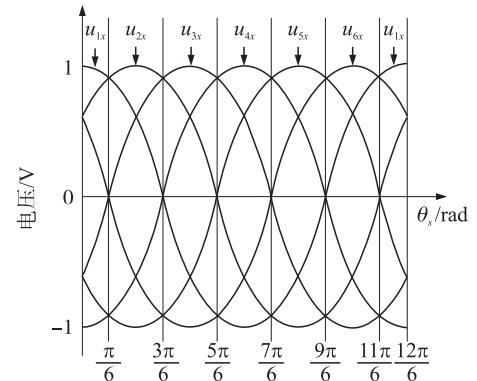
图 5 空间电压矢量 x 轴分量随定子角度变化情况

Fig. 5 x-axis space voltage vector with stator position

求. 在磁链限幅条件下,现以定子磁链角度 θ_s 在 $\pi/6\sim 3\pi/6$ 扇区进行分析,在此扇区内减小定子磁链幅值时,可选 u_4 、 u_5 、 u_6 ,而此时需要以最快速度减小定子磁链幅值,所以应选择 x 轴方向分量最小的 u_5 . 同理可推广至剩下的 5 个扇区,选择出最优空间电压矢量减小定子磁链幅值,并将结果整理如表 2. 其中, ε 为定子磁链限幅标志, $\varepsilon=-1$ 则表示减小定子磁链幅值.

表 2 定子磁链限幅空间电压矢量选择表
Table 2 Space voltage vector select table under flux linkage limitation

ε	θ_s					
	$\frac{\pi}{6}\sim\frac{3\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{6}\sim\frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6}\sim\frac{7\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}\sim\frac{9\pi}{6}$	$\frac{9\pi}{6}\sim\frac{11\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{6}\sim-\frac{\pi}{6}$
-1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4

2 磁链观测器改进

传统定子磁链观测器是通过对反电势积分得到,本文研究的无磁链环 DTC 将不再控制定子磁链幅值恒定,此方法对定子磁链观测器也提高了一定要求,要求定子磁链观测器具有良好的动态性能,能够抑制传统定子磁链观测器动态跟踪误差,所以此处借鉴文献[12]所提方法对传统磁链观测器进行了改进,如图 6 所示. 图中, $e_{s\alpha}$ 、 $e_{s\beta}$ 为经过坐标变换后的反电势, $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 为经过坐标变换后的定子磁链, ω_c 为截止频率, $|\psi_s|$ 为定子磁链幅值, Δe 为反电势补偿信号, θ_s 为定子磁链与 α 轴之间的夹角.

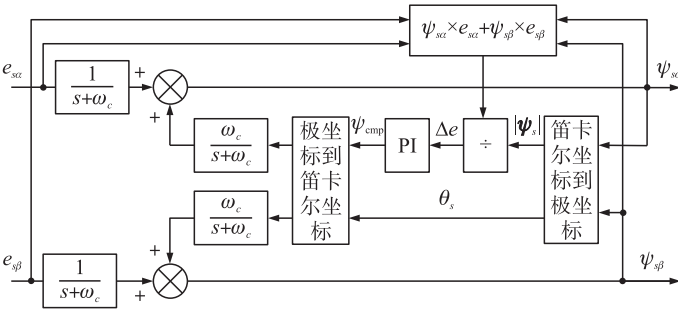


图 6 改进磁链观测器结构图
Fig. 6 Diagram of improved flux observer structure

该定子磁链观测器为自适应积分器,它可以用于定子磁链幅值不恒定的场合,具有自适应补偿的能力. 该自适应积分器的原理是:在理想状态下,定子磁链 ψ_s 与该相反电势 e_s 在相位上完全垂直. 基于以上事实,对观测到的定子磁链 ψ_s 和反电势 e_s 作正交处理判断,如果判断出两者正交,则认定定子磁链 ψ_s 观测准确. 如果判断出两者不完全正交,产生了误差,则对定子磁链 ψ_s 进行补偿,这种误差补偿信号定义为

$$\Delta e = \frac{\psi_{s\alpha} \times e_{s\alpha} + \psi_{s\beta} \times e_{s\beta}}{|\psi_s|}. \tag{12}$$

3 无磁链环 DTC 算法的 DSP 实现

无磁链环 DTC 算法的实现主要分为两个部分:主程序模块和中断程序模块.

主程序主要由系统初始化、I/O 口初始化、存储器初始化、定时器初始化、PWM 初始化、ADC 初始化、QEP 初始化、PIE 控制寄存器初始化、PIE 中断向量表初始化以及检测启动标志位构成. 当检测到启动标志位,系统启动进入中断. 以上主程序软件设计可用图 7 表示.

无磁链环型 DTC 方法的中断程序包括:转子初始位置定位、三相电流和直流母线电压采样、电

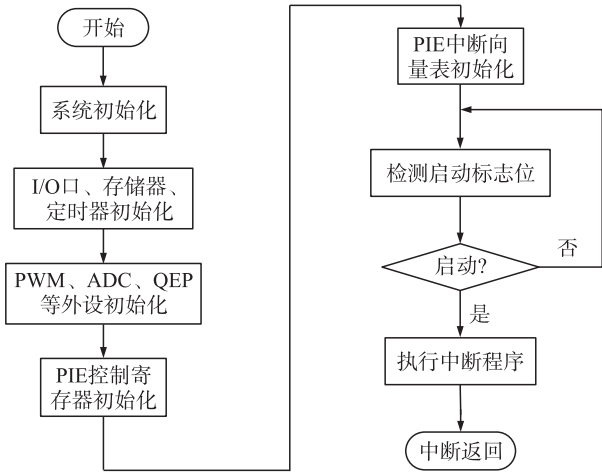


图 7 主程序流程图
Fig. 7 Main program flow chart

流电压 3/2 变换、定子磁链观测与转矩估计、转速读取、转速调节器、定子磁链幅值限幅判断、定子、转子扇区判断、转矩符号输出、空间电压矢量选择与 PWM 信号输出、DA 输出,具体流程如图 8 所示。

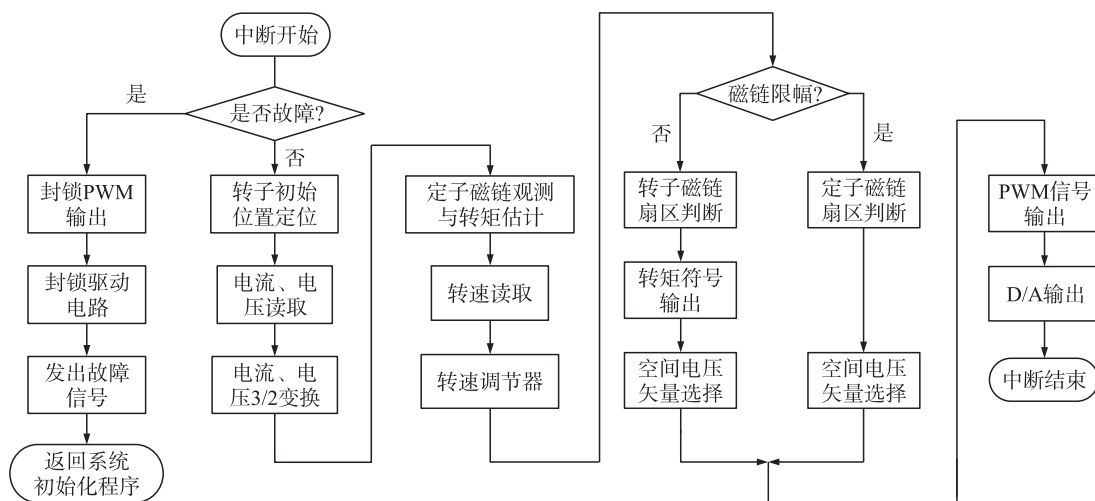


图 8 中断程序流程图

Fig. 8 Interrupt program flow chart

4 实验分析

为了验证所提理论分析的正确性,搭建了基于 TMS320F28335 的数字通用控制平台,如图 9 所示。该数字通用控制平台由 DSP 核心控制板、外围调理电路板以及功率驱动板组成。电机参数如表 3 所示。

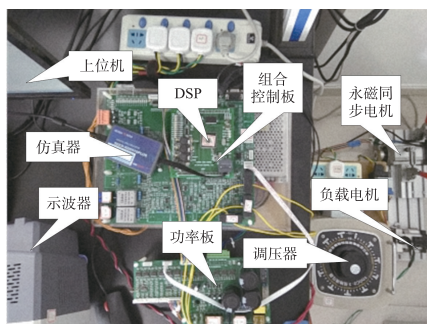


图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

表 3 PMSM 参数

Table 3 PMSM parameters

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	150
极对数 p	4
额定负载 $T_e/(N \cdot m)$	2
额定转速 $n/(r/min)$	1 400
等效电感/mH	9.5
定子电阻/ Ω	0.87

4.1 不同负载下磁链轨迹实验

PMSM 在额定转速 1 400 r/min,不同负载条件下采用传统 DTC 方法和无磁链环 DTC 方法时的稳态磁链轨迹实验波形,如图 10 所示。从图 10(a)~图 10(f)对比来看,如图 10(a)、图 10(c)、图 10(e),传统 DTC 方法下定子磁链轨迹一直呈现圆形,如图 10(b)、图 10(d)、图 10(f),无磁链环 DTC 方法下定子磁链轨迹图随着负载的增加从正六边形逐渐向外扩张变圆。此现象符合传统 DTC 方法中将定子磁链幅值控制为恒定值的控制要求,也体现了传统 DTC 方法的正确性与可靠性。无磁链环 DTC 方法下定子磁链轨迹图随着负载变化能够自适应调整定子磁链轨迹。如图 10(b)所示,PMSM 在无磁链环 DTC 方法下空载运行,定子磁链轨迹呈现为正六边形,根据式(3)可知空载时所需要的定子磁链的交轴分量特别小,则定子磁链的幅值也较小,且基本小于额定值,所以此时选择的空间电压矢量为表 1,所发 u_0 与 u_7 不影响定子磁链轨迹变化;当 $\tau=1$ 与 $\tau=-1$ 时,两者对应的空间电压矢量方向正好相反,如 $0 \sim 2\pi/6$ 扇区内 u_3 与 u_6 方向正好相反。在同一个扇区内,无论 τ 为何种状态,定子磁链轨迹一定沿着 $\tau=1$ 与 $\tau=-1$ 时对应的空间电压矢量所在的直线,所以在每个扇区内定子磁链轨迹一定为等长的线段,将 6 个扇区的 6 条等长线段连起来。当负载增加到半载时,如图 10(c)所示,传统方法下磁链仍是圆形;对无磁链环 DTC 而言,根据式(3)

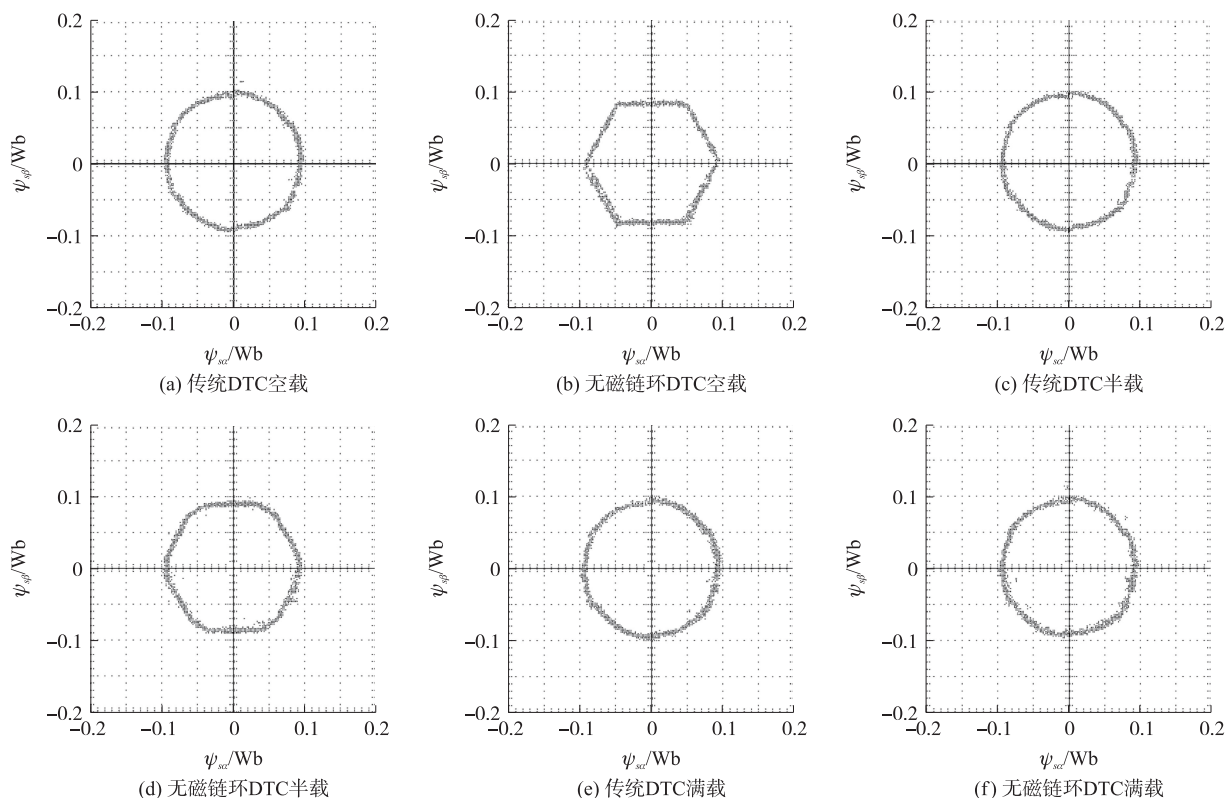


图 10 不同负载下的定子磁链轨迹
Fig. 10 Stator flux locus under different load

可知定子磁链的交轴分量必须增加,导致定子磁链幅值增加,空载时的正六边形定子磁链轨迹中 6 个内角附近的定子磁链幅值由于相对较大,所以,6 个内角附近的定子磁链幅值最先进入定子磁链限幅状态,此时根据表 2 发出空间电压矢量,这些空间电压矢量的方向不再沿着正六边形边长的方向,最终变成了图 10(d)中正六边形内角变圆的定子磁链轨迹随着负载增大到满载,定子磁链的交轴分量在半载基础上会进一步增加,造成空载时定子磁链正六边形各边的定子磁链幅值都达到定子磁链限幅值,定子磁链轨迹向外扩张,但是在定子磁链限幅的控制下,定子磁链幅值被控制在额定定子磁链,所以,图 10(e)与图 10(f)定子磁链轨迹相同,均为圆形。

4.2 不同负载下转矩实验

PMSM 在额定转速 1 400 r/min 下,不同负载条件下采用传统 DTC 方法和无磁链环 DTC 方法时的稳态转矩实验波形,如图 11 所示。在额定转速稳定运行下,从传统 DTC 方法与无磁链环 DTC 方法下转矩波形来看,在同样负载条件下,无磁链环 DTC 方法转矩脉动均小于传统 DTC 方法转矩脉动,这是因为无磁链环 DTC 方法只以电磁转矩为控制要求选择空间电压矢量,不同于传统 DTC 方法同时控制定子磁链幅值与电磁转矩,保证了对电磁转矩准确迅速控制,所以无磁链环 DTC 方法对电磁转矩的控制效果更好,能够有效抑制转矩脉动。

5 结语

针对 PMSM 转子磁链恒定这一特殊结构条件,本文提出了一种 PMSM 无磁链环 DTC 方法。分析出 PMSM 传统双环 DTC 方法下定子磁链转矩不解耦特性,提出无磁链环 DTC 方法,并详细推导出无磁链环 DTC 方法下最优空间电压矢量选择表。在无磁链环 DTC 方法下,当定子磁链幅值超出额定值时,确定了定子磁链限幅下空间电压矢量表。对比了传统双环 DTC 方法和无磁链环 DTC 方法在不同负载情况下定子磁链轨迹以及电磁转矩波形,得出无磁链环 DTC 方法对转矩的控制效果优于传统 DTC 方法的结论,证明了 PMSM 无磁链环 DTC 方法的正确性。无磁链环 DTC 方法相比于传统双环 DTC 方法,省去了磁链控制环,简化了传统双环控制结构,具有更快更准确的转矩控制效果,完善了 PMSM DTC 理论体系。

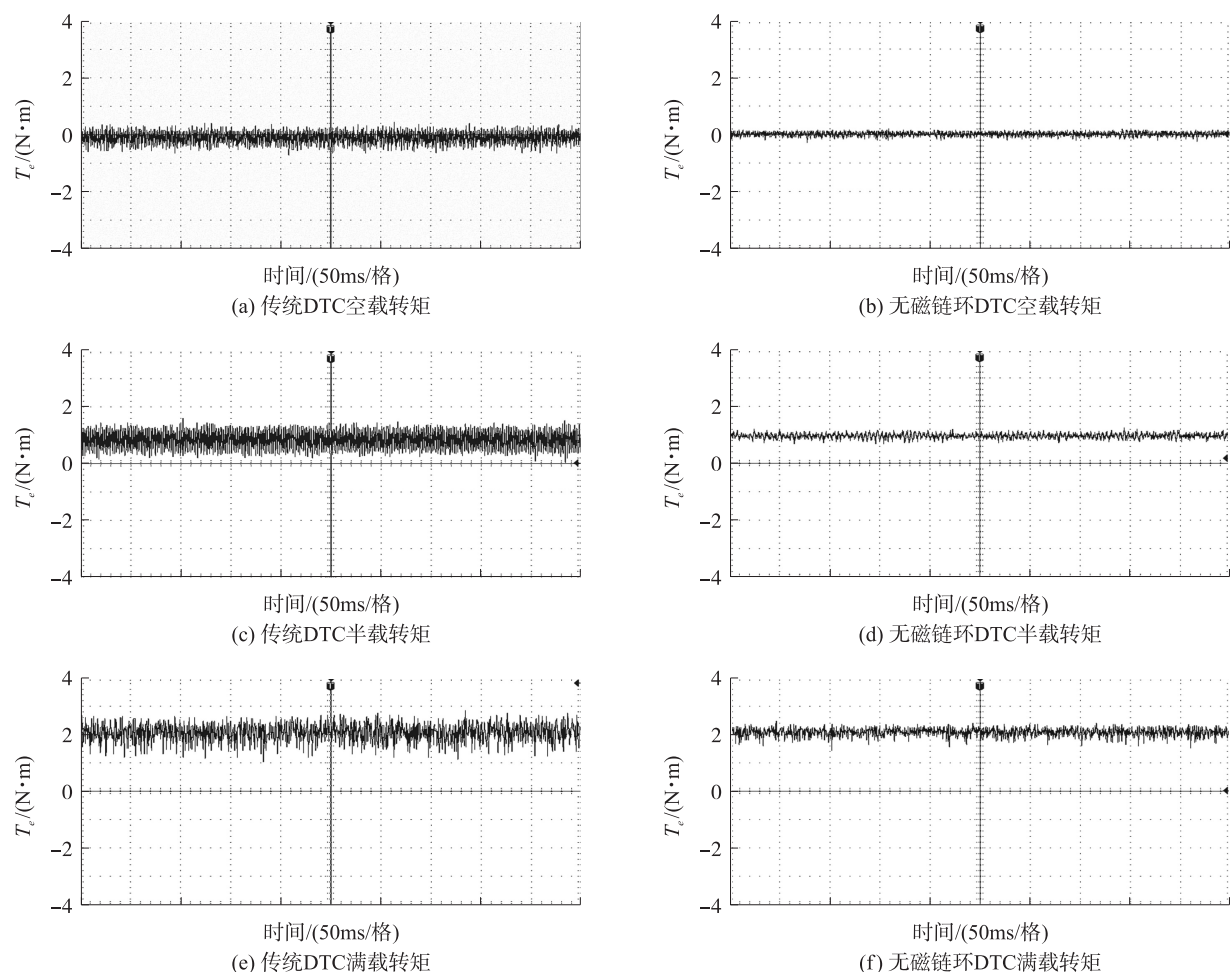


图 11 不同负载下转矩波形

Fig. 11 Torque waveform under different load

[参考文献] (References)

- [1] 阮毅,杨影,陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2016.
RUAN Y, YANG Y, CHEN B S. Control systems of electric drives—motion control systems[M]. Beijing: China Mechine Press, 2016. (in Chinese)
- [2] 胡育文,高瑾,杨建飞,等. 永磁同步电动机直接转矩控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2015.
HU Y W, GAO J, YANG J F, et al. Direct torque control system for permanent magnet synchronous motor[M]. Beijing: China Mechine Press, 2015. (in Chinese)
- [3] 王学庆,王政,程明. T型三电平逆变器馈电双三相PMSM直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增刊1): 116–123.
WANG X Q, WANG Z, CHENG M. Direct torque control of T-type three-level inverter fed dual three-phase PMSM drives[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2017, 32(Suppl. 1): 116–123. (in Chinese)
- [4] 吕帅帅,林辉,马冬麒. 基于最优占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(增刊1): 35–42.
LYV S S, LIN H, MA D Q. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor with optimal duty cycle control[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2015, 30(Suppl. 1): 35–42. (in Chinese)
- [5] 王庆龙,张兴,张崇巍. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897–902.
WANG Q L, ZHANG X, ZHANG C W. Double sliding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 897–902. (in Chinese)
- [6] 张洪涛,王平,韩邦成. 基于模糊PI模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889–1896.

- ZHANG H S, WANG P, HAN B C. Rotor position measurement for high-speed permanent magnet synchronous motors based on fuzzy PI MRAS[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(12): 1889–1896. (in Chinese)
- [7] ZHUANG X, RAHMAN M F. Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2012, 59(11): 4179–4188.
- [8] XU W, LORENZ R D. Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs[J]. Industry applications IEEE transactions, 2014, 50(4): 2626–2636.
- [9] FOO G H B, RAHMAN M F. Direct torque control of an IPM-synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer[J]. IEEE transactions on power electronics, 2010, 25(4): 933–942.
- [10] ABOSH A H, ZHU Z Q, REN Y. Reduction of torque and flux ripples in space vector modulation-based direct torque control of asymmetric permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE transactions on power electronics, 2017, 32(4): 2976–2986.
- [11] 刘建, 杨建飞, 吴华仁, 等. 一种新型的永磁同步电机直接转矩控制方法[J]. 南京师范大学学报(工程技术版), 2014, 14(4): 17–24.
- LIU J, YANG J F, WU H R, et al. A novel direct torque control method for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Nanjing normal university(engineering and technology edition), 2014, 14(4): 17–24. (in Chinese)
- [12] HU J, WU B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range[J]. IEEE power electronics specialists conference, 1998, 2(5): 1075–1081.

[责任编辑:陈 庆]