

开绕组永磁同步电机直接转矩控制研究

胡朝燕¹, 付保川¹, 赵刚²

(1. 苏州科技大学 电子与信息工程学院, 江苏 苏州 215009;

2. 国网常熟供电公司, 江苏 苏州 215000)

摘要:传统结构永磁同步电机直接转矩控制中存在磁链控制不对称和转矩脉动较大的问题,提出了一种开绕组永磁电机结合双变换器拓扑结构实现直接转矩控制的优化方法,利用系统中双变换器拓扑多空间矢量输出的优点,分析开绕组永磁同步电机等效三电平条件下的不同扇区划分方法及对应空间电压矢量组合的方案,优化开关表的选择,实现减小合成磁链的不对称性,并降低输出转矩脉动。最后,通过仿真和实验验证了提出的开绕组永磁同步电机直接转矩控制方法的有效性。

关键词:直接转矩控制;双变换器拓扑;开绕组永磁同步电机;扇区划分方法;优化开关表

中图分类号:TM341 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19785

Research on Direct Torque Control of Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor

HU Chaoyan¹, FU Baochuan¹, ZHAO Gang²

(1. School of Electronic and Information Engineering, Suzhou University of Science and Technology,

Suzhou 215009, Jiangsu, China; 2. State Grid Changshu Power Supply

Company, Suzhou 215000, Jiangsu, China)

Abstract: In order to solve the flux asymmetry and torque ripple problem existed in the direct torque control of traditional structure for permanent magnet synchronous motor, an optimization method for direct torque control for open winding permanent magnet motor combined with dual converter topology was proposed, the advantages of multi-space vector output with dual-converter topology in the system were noticed, the method with different sectors division and the corresponding space voltage vector combination were analyzed under the condition with equivalent three level of open winding PMSM, selection of switch list was optimized, the reduction for the asymmetry for synthesis flux and the output torque ripples was achieved. Finally, the validity of the proposed DTC method was verified by simulation and experimental results.

Key words: direct torque control (DTC); dual converter topology; open winding permanent magnet synchronous machine (PMSM); sector division method; optimized switch table

永磁电机具有功率密度大、结构简单、效率高、可靠性好等优点,在以电动汽车、高速铁路为代表的新型电力牵引技术中具有广阔的应用前景^[1-2]。然而传统星型绕组连接的永磁同步电机调速系统中逆变器的输出电压受到电机绕组线电压的限定,而且永磁体的磁场调节困难,弱磁升速范围受限,难以实现宽转速范围运行^[3]。

开绕组永磁同步电机是将常规电机的绕组中性点打开,两端各串接一个变换器,形成开绕组结构并采用双逆变器驱动电机。开绕组永磁

同步电机系统可以有效拓宽电机的转速范围,并且具有优良的驱动输出性能,成为大功率电机驱动系统的重要发展方向^[4]。

直接转矩控制(DTC)具有控制方式简单、转矩响应快等优点,近年来得到了广泛关注^[5-6]。由于初始磁链误差、电压测量可能引入的直流偏置以及定子绕组电阻的变化,直接转矩控制中定子磁链观测存在误差^[7],而且定子磁链和转矩的控制是利用滞环控制来实现的,数字式滞环控制器采样周期固定,当误差超出滞环设置宽度后输出

基金项目:国家自然科学基金(61672371)

作者简介:胡朝燕(1984—),女,硕士,工程师, Email: huoy6064@163.com

并不会立即更新,需等当前电压矢量作用完该周期后,才会切换到相应的开关状态^[8]。另外,传统直接转矩控制的扇区角度范围大且空间矢量有限,在定子磁链位置改变时,空间矢量的作用效果也存在不对称性^[9]。因此,数字控制的直接转矩控制系统转矩脉动明显,且逆变器的开关频率不固定。

直接转矩控制存在的诸多问题引起了国内外众多学者的注意,他们提出了许多新的改进方法。电压空间矢量调制策略(SVM)、占空比调制、扇区细分、改进滞环控制器等方法均可以减少转矩的脉动^[10-13]。SVM的核心思想是在每个控制周期内通过转矩和磁链误差计算出所需施加的电压矢量,该电压矢量可以是6个电压矢量的任意一个,也可以是相邻2个电压矢量的合成^[14]。基于SVM-DTC的控制方法可以有效地减少转矩脉动,但其计算量较大,且对计算电机参数有依赖,因此系统的鲁棒性降低。基于占空比的控制方法是要确定在1个控制周期内有效电压矢量的作用时间,其核心就是占空比的确定^[15-16]。基于扇区细分的改进方法虽然能够减小定子绕组电阻变化对定子磁链观测的不良影响,但是由于传统星型结构能够合成的空间电压矢量是有限的,所以即便是扇区细分之后,磁链矢量在对应位置选取作用的空间电压矢量和扇区细分前没有大的区别,并不能有效地减小磁链控制的不对称性和转矩脉动^[9]。

本文基于开绕组永磁同步电机,利用开绕组拓扑结构能够合成更多的空间电压矢量的特点,在扇区细分之后通过空间电压矢量的优化选择使得定子磁链位于不同区间时,定子磁链和转矩的变化需求得到更准确的响应,从而减小定子磁链和转矩控制的不对称性以及脉动。

1 传统DTC性能分析

1.1 定子磁链控制

传统星型结构永磁同步电机定子电压方程为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \quad (1)$$

式中: R_s 、 \mathbf{i}_s 、 \mathbf{u}_s 、 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 分别为定子的电阻、电流、电压和磁链。

忽略定子电阻,得到定子磁链和电压之间的简化关系,将上述简化关系离散化后可得:

$$\boldsymbol{\Psi}_{s(n)} = \boldsymbol{\Psi}_{s(n-1)} + \mathbf{u}_{s(n-1)} T_s \quad (2)$$

式中: T_s 为控制周期; (n) 、 $(n-1)$ 分别为第 n s、第 $(n-1)$ s的相应变量。

由此得到电压矢量与定子磁链关系如图1所示。

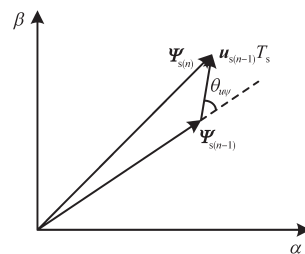


图1 电压矢量和定子磁链关系图

Fig.1 Relationship between voltage vector and stator flux linkage

电压矢量的作用一方面是使得定子磁链转过一定的角度即产生电磁转矩,另一方面是改变定子磁链的幅值。由于一个控制周期内定子磁链所转过的角度很小,定子磁链幅值的变化量可以近似为

$$\Delta \boldsymbol{\Psi}_s = |\mathbf{u}_{s(n-1)}| T_s \cos \theta_{u\Psi} \quad (3)$$

式中: $\theta_{u\Psi}$ 为定子电压与磁链夹角。

因此,当电压矢量与磁链的夹角在 $(-90^\circ, 90^\circ)$ 内时磁链幅值增大,在 $(90^\circ, 270^\circ)$ 内时磁链幅值减小。图2为传统直接转矩控制的扇区划分以及第1扇区对应的空间电压矢量的选取。传统DTC以各空间矢量为角平分线划分为6个扇区,每个扇区为了实现转矩和磁链的增大或减小的目的选择4个空间矢量进行作用。

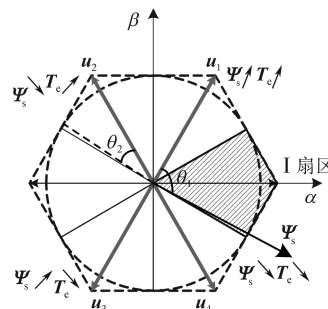


图2 传统直接转矩控制的扇区及矢量选取

Fig.2 Sector and vector selection of traditional direct torque control

当定子磁链位于第I扇区时, \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_4 使得磁链幅值增加,在两者幅值相等的前提下,当定子磁链刚刚进入I扇区时,它与 \mathbf{u}_1 的夹角约为 90° ,与 \mathbf{u}_4 的夹角约为 30° ,2个夹角相差了近3倍,根据式(3)可知 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_4 对磁链的增大效果相差非常大;类似的, \mathbf{u}_2 、 \mathbf{u}_3 使得磁链幅值减小,它们对于磁链幅值的作用效果在扇区边缘时也相差非常大。同

时由于扇区跨度为60°,在磁链位置变化过程中各矢量与磁链的夹角也存在60°的变化范围,作用效果变化也比较大,这就造成了定子磁链控制的不对称性。

上述定子磁链分析是基于忽略定子绕组电阻的条件的,实际运行过程中,随着电机温升的变化,定子绕组电阻会发生小范围变化。综合考虑定子电阻,磁链观测方程变为

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} = \boldsymbol{u}_s - R_s \boldsymbol{i}_s = E_s \quad (4)$$

式中: E_s 为定子绕组的反电势。

仍然以第1扇区为例,所选择的4个空间电压矢量都与扇区边缘成90°角,很小范围的偏差都会改变电压矢量的作用效果,此时当定子电阻发生变化时,磁链观测将产生额外的偏差,从而导致误选择,即所选择的空间电压矢量的作用效果与预期不符,使得磁链产生更大范围的偏差。

1.2 电磁转矩控制

根据定子磁链同步旋转 $d-q$ 坐标系中的推导得到永磁同步电机的电磁转矩方程如下式:

$$T_c = \frac{3p|\boldsymbol{\Psi}_s|}{4L_d L_q} [2\Psi_f L_q \sin\delta - |\boldsymbol{\Psi}_s|(L_q - L_d)\sin 2\delta] \quad (5)$$

式中: T_c 为转矩; p 为极对数; L_d, L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感; Ψ_f 为转子磁链; δ 为转矩角。

对于隐极式结构电机 $L_d=L_q=L_s$,其电磁转矩方程可简化为

$$T_c = \frac{3p}{2L_s} |\boldsymbol{\Psi}_s| \Psi_f \sin\delta \quad (6)$$

在1个控制周期内,定子磁链的变化量很小,为了方便后续关于转矩变化量的对比分析,忽略磁链的变化得到转矩变化量的简化公式:

$$\Delta T_c = \frac{3p}{2L_s} |\boldsymbol{\Psi}_s| \Psi_f \Delta\delta \cos\delta \quad (7)$$

式中: δ 为转矩角,即为定转子磁链的夹角; $\Delta\delta$ 为转矩角的变化量。

忽略定子磁链的变化,且 δ 在1个控制周期 T_s 内的变化很小,则

$$\Delta\delta \approx \sin\Delta\delta = \frac{|\boldsymbol{u}_s| T_s \sin\theta_{u\Psi}}{|\boldsymbol{\Psi}_s|} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)得到

$$\Delta T_c = \frac{3p}{2L_s} |\boldsymbol{\Psi}_s| \Psi_f \boldsymbol{u}_s T_s \cos\delta \sin\theta_{u\Psi} \quad (9)$$

在考虑定子磁链变化的情况下,式(6)的全

微分方程为

$$\Delta T_c = \frac{\partial T_c}{\partial \boldsymbol{\Psi}_s} \Delta \boldsymbol{\Psi}_s + \frac{\partial T_c}{\partial \delta} \Delta \delta \quad (10)$$

$$\Delta\delta = \Delta\theta_s - \Delta\theta_r = \frac{|\boldsymbol{u}_s| T_s \sin\theta_{u\Psi}}{|\boldsymbol{\Psi}_{s(n)}|} - \omega_r T_s \quad (11)$$

式中: θ_s, θ_r 分别为定、转子位置; ω_r 为转子角速度。将式(3)、式(11)代入式(10)得到转矩变化量

$$\begin{aligned} \Delta T_c = & \frac{3p}{2L_s} \Psi_f (\sin\delta_{(n-1)} |\boldsymbol{u}_s| T_s \cos\theta_{u\Psi} + \\ & |\boldsymbol{\Psi}_{s(n-1)}| \cos\delta_{(n-1)} \left(\frac{|\boldsymbol{u}_s| T_s \sin\theta_{u\Psi}}{\boldsymbol{\Psi}_{s(n)}} - \omega_r T_s \right) \end{aligned} \quad (12)$$

类似磁链控制存在的偏差问题,DTC的转矩控制中同样存在偏差。 $\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2$ 的作用都是使得转矩增大, $\boldsymbol{u}_3, \boldsymbol{u}_4$ 的作用都是使得转矩减小,但是当磁链位于扇区边缘时, $\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2$ 与定子磁链的夹角分别为90°和150°,根据式(9),稳态下忽略转矩角的变化, $\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2$ 对于转矩增大的作用效果相差了近2倍,同理 $\boldsymbol{u}_3, \boldsymbol{u}_4$ 的作用是使得转矩减小,它们与磁链的夹角分别为90°和30°, $\boldsymbol{u}_3, \boldsymbol{u}_4$ 对于转矩减小的作用效果也相差了近2倍。除此之外,式(12)经过化简可以得到:

$$\Delta T_{c+} = |\Delta T_{e1}| + |\Delta T_{e2}| - |\Delta T_{e3}| \quad (13)$$

$$\Delta T_{c-} = |\Delta T_{e1}| + |\Delta T_{e2}| + |\Delta T_{e3}| \quad (14)$$

其中

$$\Delta T_{e1} = \frac{3p}{2L_s} \Psi_f |\boldsymbol{u}_s| T_s \sin(\delta_{(n-1)} + \theta_{u\Psi}) \quad (15)$$

$$\Delta T_{e2} = \frac{3p}{2L_s} \Psi_f (|\boldsymbol{u}_s| T_s)^2 \cos\delta_{(n-1)} \frac{(-\sin 2\theta_{u\Psi})}{|\boldsymbol{\Psi}_{s(n)}|} \quad (16)$$

$$\Delta T_{e3} = \frac{3p}{2L_s} \Psi_f |\boldsymbol{\Psi}_{s(n-1)}| \cos\delta_{(n-1)} \omega_r T_s \quad (17)$$

式中: $\Delta T_{c+}, \Delta T_{c-}$ 分别为转矩增加量和转矩减小量。

转矩的增加量和减小量是不一样的,1个控制周期内转矩的减小量要大于转矩的增加量,在高速运行下差异更大。另外根据式(9)求解不等式 $\Delta T_c > 0$ 得到下式:

$$\theta_{u\Psi} > \arcsin \frac{\boldsymbol{\Psi}_s \omega_r \cos\delta}{\boldsymbol{u}_s} - \delta \quad (18)$$

即空间电压矢量需要超前磁链一定的角度才能够使得电机的转矩增大。从图2可知,当定子磁链刚刚进入1扇区时, \boldsymbol{u}_2 与磁链的夹角为30°左右,则若电机低速运行,定子电压幅值比较低时,就有可能出现电压矢量 \boldsymbol{u}_2 不能使得电机转矩增大的情况从而导致转矩脉动增大,甚至引起电机的不稳定运行。

综上所述,传统永磁同步电机的DTC中,由于三相桥式逆变器确定的扇区角度范围较大且仅限于该6个非零电压矢量的作用,电压矢量选择的优化过程较为困难,结合开关频率不定的滞环控制方式,使得永磁同步电机控制过程中存在着磁链不对称和转矩纹波较大的问题。因此,需要在现有的永磁同步电机DTC控制的基础上,通过电机系统的拓扑结构加以优化设计。

2 基于开绕组PMSM的直接转矩控制

2.1 等效三电平系统的空间矢量及对应扇区划分

图3为开绕组电机系统的拓扑结构图。

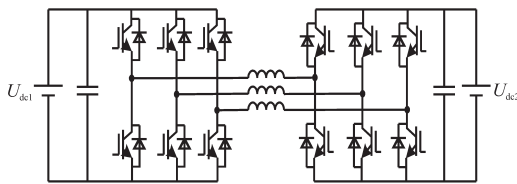


图3 开绕组电机系统的拓扑结构

Fig. 3 Topological structure of open winding motor system

本文为了避免产生零序电流,采用串联式拓扑,开绕组PMSM两端变换器的母线电压相等时可以等效为三电平系统,能够合成18个非零空间矢量,本文采用6个大矢量和6个中矢量进行直接转矩控制。

定义逆时针方向为正方向,图4为等效三电平系统扇区划分的2种方案。以减小磁链控制的不对称性以及转矩脉动为目的,就要保证所划分的扇区与空间矢量的对称性,方案一是以相邻2个空间矢量所夹区域作为1个扇区,12个非零空间矢量共可以划分出12扇区。方案二是以非零空间矢量为角平分线,12个矢量也可划分为12个扇区。

以磁链位于第1扇区,磁链和转矩均需增大的情况为例进行分析,方案一虽然有3种选择,但是 u_1 位于扇区边缘,不仅转矩的变化量随着磁链位置的改变差异会很大,而且考虑式(15)时它并不能达到转矩增大的作用效果; u_3 与扇区边界成 90° 角度,磁链观测受定子电阻变化的影响较大,也不可取;剩下的 u_2 矢量,与之对应的其他作用的矢量的幅值不相等,作用效果也会存在差异。方案二虽然只存在两种选择,但是 u_2 矢量与其他的作用矢量幅值相等,角度上也更加对称,结合公式(3),方案二所构成的矢量组合的作用效果更加的对称,能够有效地减小传统DTC中的磁链和转矩

的不对称性,所以该扇区划分方案优于方案一。

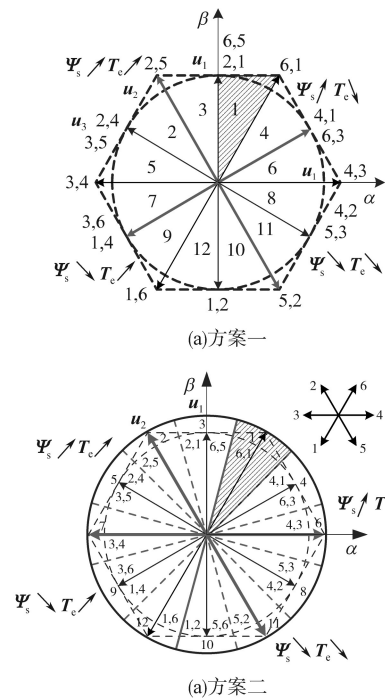


图4 三电平系统扇区划分方法

Fig. 4 Sector partition method for three level system

2.2 开关表的优化

综合考虑传统星型结构永磁同步电机直接转矩控制造成转矩脉动以及磁链不对称性的一些因素,得到基于第2种扇区划分方案的以定子磁链位于第1扇区的情况为例的等效三电平系统的开关表。表1所示为等效三电平系统的第1扇区优化开关表。

表1 等效三电平系统的第1扇区优化开关表

Tab.1 First sector optimization switch table for equivalent three-level system

Ψ	0				1			
τ	0	1	0	1	0	1	0	1
Convert	a	b	a	b	a	b	a	b
Sector	001	010	011	100	100	001	010	101

表1中, Ψ 表示磁链控制信号; τ 表示转矩控制信号;a,b表示2个相邻的开关状态。

开关表所对应的一扇区空间矢量选择如图5所示。

以逆时针方向为正方向:

1)等效三电平系统优化对于磁链的作用。 u_1, u_4 使得定子磁链增大, u_2, u_3 使得定子磁链减小。由式(3)得到上述开关表所选取的开关矢量组合与传统DTC作用效果的差异,表2所示为两种方式下定子磁链变化量比较。

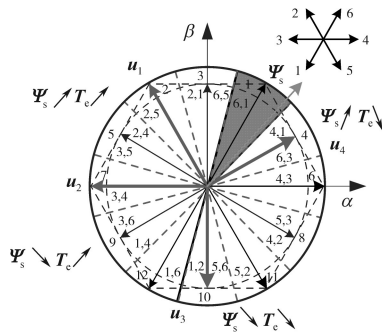


图5 开关表对应的空间矢量

Fig. 5 Space vectors corresponding to switch tables

表2 定子磁链变化量比较

Tab.2 Comparison of stator flux linkage changes

空间矢量	一扇区内磁链变化范围(标么值)	
	6扇区	12扇区
u_1	0 ~ 0.866	0.25 ~ 0.707
u_2	-0.866 ~ 0	-0.25 ~ -0.707
u_3	0 ~ -0.866	-0.613 ~ -0.837
u_4	0.866 ~ 0	0.837 ~ 0.613

显然12扇区空间矢量的作用效果相比于6扇区变化范围减小了很多,理论上就能提高磁链控制的对称性。

2)等效三电平系统优化对于转矩的作用。 u_1, u_2 使得转矩增大, u_3, u_4 使得转矩减小。通过简化的转矩变化量公式(9)得到上述开关表所选取的开关矢量组合与传统DTC作用效果的差异。空间矢量对于转矩的作用效果还要考虑到式(18)的推导结果,1个控制周期内转矩的减小量要大于转矩的增加量,空间矢量要超前于磁链一定的角度才能使得转矩增大,为了平衡转矩的增加量与减小量,在选择使转矩减小空间矢量的时候,选择了作用效果相对较小一些的矢量。

表3为2种方式下转矩变化量,显然12扇区空间矢量的作用效果相比于6扇区变化范围减小了很多,而且12扇区方案转矩减小的效果要小于转矩增大的效果,从而减小了转矩增加量与减小

表3 转矩变化量比较

Tab.3 Comparison of torque variation

空间矢量	一扇区内转矩变化范围(标么值)	
	6扇区	12扇区
u_1	1 ~ 0.5	0.966 ~ 0.707
u_2	0.5 ~ 1	0.707 ~ 0.966
u_3	-1 ~ -0.5	-0.612 ~ -0.224
u_4	-0.5 ~ -1	-0.224 ~ -0.612

量的不平衡性,理论上能够减小转矩脉动。

3 验证与分析

本文对开绕组永磁同步电机的等效三电平系统的直接转矩控制进行仿真,并与传统的星型结构永磁同步电机的直接转矩控制的性能进行比较。仿真所用的电机参数如下:额定转速 $n=1500$ r/min,额定功率 $P_N=2$ kW,定子绕组电阻 $R_s=1.3$ Ω ,极对数 $P=2$, d 轴电感 $L_d=5$ mH, q 轴电感 $L_q=5$ mH,转子磁链幅值 $\Psi_f=1.0523$ Wb,转动惯量 $J=0.0004$ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

仿真采样时间均为 $10\mu\text{s}$,定子磁链滞环宽度为 0.01 Wb,转矩滞环宽度为 0.4 $\text{N}\cdot\text{m}$,控制系统转速环均采用PI调节器且参数相同。通过比较传统DTC与等效的三电平系统DTC的转矩曲线、转速曲线、磁链曲线以及电流曲线来比较它们的控制性能。

传统PMSM的DTC逆变器母线电压设置为 420 V,开绕组PMSM的DTC系统的2个逆变器的直流母线电压均设置为 210 V,转速均为 800 r/min。图6为电磁转矩波形,由图6可以看出,基于开绕组PMSM的直接转矩控制的转矩脉动明显小于传统DTC。

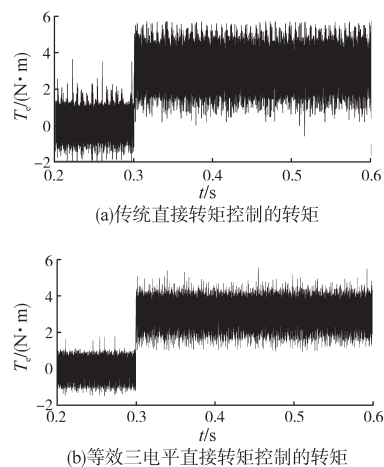


图6 电磁转矩波形

Fig.6 The waveforms of electromagnetic torque

图7为传统直接转矩控制和等效三电平直接转矩控制下的转矩细节与扇区图。从 $0.4\sim 0.5$ s期间的转矩细节波形与扇区的对比可知,依据前述分析,通过对电压矢量的优化选择,原本扇区切换时由于所选择矢量对转矩作用效果的极大不对称性导致的电磁转矩的较大范围的波动得到了明显的抑制。

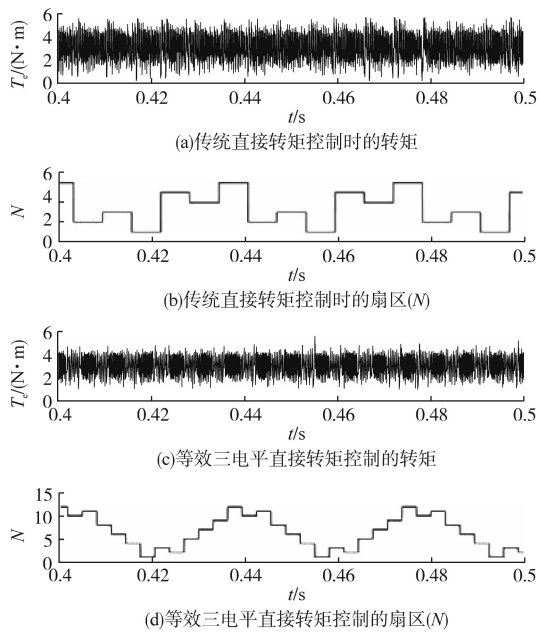


图7 转矩细节与扇区
Fig. 7 Torque details and sectors

图8为传统直接转矩控制和等效三电平直接转矩控制的转速波形。由图8可以看出,通过对扇区和开关表进行优化之后,转速波动也明显减小,传统DTC存在当转矩需要增大时,电压矢量与磁链夹角小于指定角度,导致转矩增量很小甚至不能达到增大转矩的效果。这就会导致转矩跌落从而使得转速跌落,经过扇区细分,并对开关表进行合理改善之后,转速跌落的现象得到明显改善。

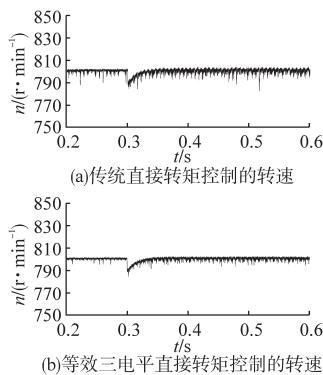


图8 转速波形
Fig.8 The waveforms of the speed

图9为磁链圆波形。由图9可以看出,优化后的定子磁链的波动也得到了比较好的抑制。

图10为磁链的细节波形。由图10可知,磁链控制的不对称性得到了较为明显的改善。

由图11三相电流的仿真波形可以看出,等效三电平系统的三相电流波形的正弦度更高,波形

质量有明显改善。

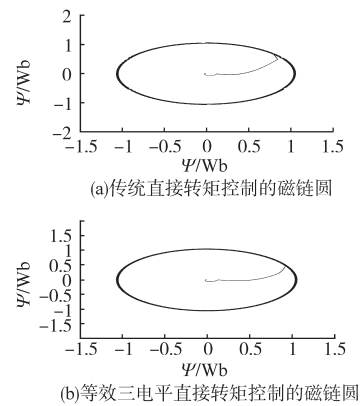


图9 磁链圆波形

Fig.9 The waveforms of the flux circle

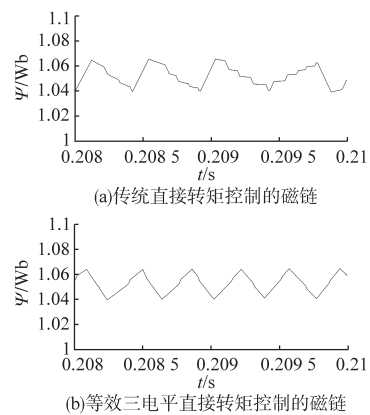


图10 磁链细节波形

Fig.10 Detail waveforms of flux linkage

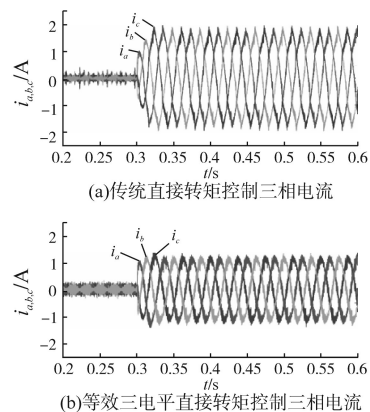


图11 三相电流波形

Fig.11 Three phase current waveforms

图12所示为传统直接转矩控制与等效三电平直接转矩控制实验波形图。

对比两实验结果可见,传统直接转矩控制在空载时转矩脉动在 $\pm 1.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右,而改进直接转矩控制的转矩脉动空载时在 $\pm 0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右,在 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时在 $\pm 0.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右,明显可以看出在

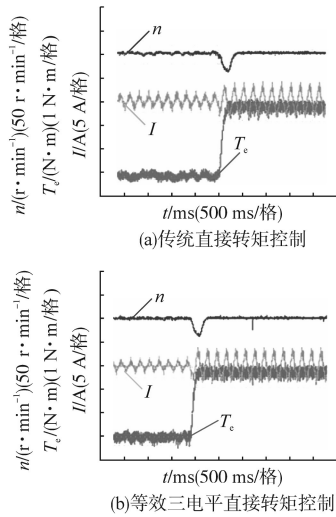


图12 实验波形

Fig.12 Experimental waveforms

通过开绕组拓扑结构对扇区细分之后,相电流以及转矩波形得到了明显的改善。这是由于通过扇区细分以及相比于传统直接转矩控制系统更多的电压矢量,细化了对电磁转矩和定子磁链的跟踪控制,从而对定子磁链和转矩在更小的范围里发生的变化进行响应,减小了转矩控制的不对称性。

4 结论

仿真和实验结果证明通过利用开绕组PMSM合成的更多的空间矢量,进行扇区细分,并进行开关表的优化之后,在扇区切换时,转矩较大范围的脉动得到了有效的抑制,磁链控制的对称性也得到了较大程度的改善,同时由于转矩可能出现增加量太小甚至不能增大而产生的转速跌落值也明显地减小了,从而证明了本文经过理论分析而得到的扇区划分和开关表设置的合理性和有效性。

参考文献

[1] 郑江,代颖,石坚. 车用永磁同步电机的电磁噪声特性[J]. 电工技术学报,2016,31(1):53-59.
 [2] 方晓春,胡太元,林飞,等. 基于交直流电流耦合的单电流调节器永磁同步电机弱磁控制[J]. 电工技术学报,2015,30

(2):140-147.
 [3] 朱磊,温旭辉,赵峰,等. 混合励磁轴向磁场磁通切换电机弱磁控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(18):67-72.
 [4] 孙丹,林斌,周文志. 开绕组电机系统拓扑及控制技术综述[J]. 电工技术学报,2017,32(4):76-84.
 [5] Zhong L, Rahman M F, Hu W Y, *et al.* Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(3):528-536.
 [6] Zhong L, Rahman M F, Hu W Y, *et al.* A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3):637-642.
 [7] 陈永军. 低速大转矩永磁同步电机直接转矩控制研究[D]. 武汉:华中科技大学,2008.
 [8] Buja G S, Kazmierkowski M P. Direct Torque Control of PWM Inverter-fed AC Motors—A Survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4):744-757.
 [9] 廖晓钟,邵立伟. 直接转矩控制的十二区段控制方法[J]. 中国电机工程学报,2006,26(6):167-173.
 [10] Takahashi I, Noguchi N. A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1986, 22(1):820-827.
 [11] Casadei D, Profumo F, Serra G, *et al.* FOC and DTC: Two Variable Schemes for Induction Motors Torquecontrol[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5):779-787.
 [12] Tang Lixin, Zhong Limin, Rahman M F, *et al.* Novel Direct-torque Controlled Interior Permanent Magnetsynchronous Machine Drive with Low Ripple in Fluxand Torque and Fixed Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2):346-354.
 [13] Idris N R N, Yatim A M. Direct Torque Control Ofinduction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4):758-767.
 [14] 李君,李毓洲. 无速度传感器永磁同步电机的SVM-DTC控制[J]. 中国电机工程学报,2007,27(3):28-34.
 [15] 徐艳平,钟彦儒. 扇区细分和占空比控制相结合的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2009,29(3):102-108.
 [16] 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(S1):35-42.

收稿日期:2018-12-20
 修改稿日期:2019-02-20