

内置式永磁同步电机12扇区直接转矩控制方法

艾 祥, 王维庆, 王海云

(新疆大学电气工程学院教育部可再生能源发电与并网控制工程技术研究中心, 乌鲁木齐 830049)

摘 要: 以电压矢量的最大利用率为基础引入12扇区控制方法,该方法细化矢量选择和扇区划分,增加可供选择的电压矢量数目,有效发挥了电压矢量对磁链和转矩的控制优势;研究变化的内滞环带对转矩脉动的影响,仿真结果表明相对于传统的6扇区直接转矩控制方式,该文引入的12扇区控制方法可明显减小转矩和磁链脉动,同时保留了传统的直接转矩控制中转矩动态响应迅速的特点;在不同操作条件(转速和转矩不同)下,进一步优化12扇区的控制效果。仿真结果验证了理论分析的正确性和所提出方法的可行性。

关键词: 转矩控制; 控制理论; 动态响应; 12扇区; 内置式永磁同步电机

中图分类号: TM341

文献标志码: A

0 引 言

内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)具有机械强度高、可靠性好、调速范围宽等优点,广泛应用于电动汽车领域^[1]。IPMSM采用隐藏的磁式结构,相对于安装在表面的电机,不会增加电机控制的复杂。内置式永磁电机控制可建立在特定要求的基础上,如最大转矩电流比^[2]、最大转矩电压比、最大转矩磁链比^[3]和最高效率。磁饱和及参数变化也可适应于控制当中^[4]。内置式永磁电机的控制方式有磁场定向控制(field oriented control, FOC)和直接转矩控制(direct torque control, DTC)。在内置式永磁电机优化运行方面,相比于磁场定向控制的复杂性,直接转矩控制方法提供了一种更简单的方法,DTC控制方式无需精确的电机模型^[5]。文献[6]表明IPMSM的DTC控制方法已被人们所接受。文献[7]详细分析了IPMSM的直接转矩控制方法。DTC控制方式具有结构简单,对电机参数的鲁棒性强,动静态性能良好等特点^[8],但由于传统DTC控制方式多采用滞环比较器对转矩和磁链进行双位式控制,不可避免地会造成转矩和磁链脉动过大^[9],逆变器的开关频率不能恒定^[10]等问题。针对传统内置式永磁同步电机DTC控制方式出现的这些问题,目前的研究多采用以下3种方法:1)采用

多电平功率变换器^[11],通过增加一个周期内控制电机的次数,抑制磁链、转矩脉动,但增加了系统控制的复杂性;2)通过基于空间矢量调制方法使逆变器开关频率恒定来达到减小转矩和磁链脉动的目的^[12],一般采用PI控制器替代滞环控制器来调节磁链和转矩。但PI控制器的参数具有对电机参数、转速和负载变化敏感的缺点。从文献[12]的实验结果可看出,这种方法未保持传统DTC转矩动态响应快的特点;3)通过基于模糊控制的DTC策略来优化电压空间矢量的选择^[13],存在在线模糊推理计算量大、难以实时控制的缺点。

基于12扇区DTC的控制策略是一种将传统的6扇区划分为12扇区,并重新构造开关表,增加控制转矩和磁链的电压矢量数目的方法,这种方法既保持了传统DTC对参数鲁棒性好和转矩响应速度快的优点,又有效改善了系统的动稳态性能^[14]。目前,这种控制方法已适用于电力系统、船舶、永磁同步电机等控制中,本文将该控制方法引入IPMSM控制,并研究变化的内滞环带对转矩脉动的影响,以期解决传统DTC存在的问题。

1 基于12扇区IPMSM的直接转矩控制方法

1.1 IPMSM的运行工况

在转矩磁链坐标系中,IPMSM的运行轨迹如图1

收稿日期: 2017-07-14

基金项目: 新疆维吾尔自治区重点实验室开放课题(2016D03021); 国家自然科学基金(51667020); 新疆维吾尔自治区重点研发任务(2016B02019)

通信作者: 王维庆(1959—), 男, 硕士、教授, 主要从事电力系统自动化和风力发电机组的智能控制方面的研究。wwq59@xju.edu.cn

所示。为了达到电流最小化,可在基速下采用最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)的方式进行操作和在由峰值电压和超过基速的转速所决定的恒定磁链下进行操作^[6]。根据电机参数,磁链削弱曲线是不同于最大转矩磁链比(maximum torque per flux, MTPF)曲线的^[15]。由于所选择的电机,最大转矩磁链比(MTPF)是在电流极限之外的,所以不可能在最大转矩磁链比上的操作。本文研究内容适用于电机运行在基速以下,其次采用转矩磁链查表法来得到最大转矩磁链比。

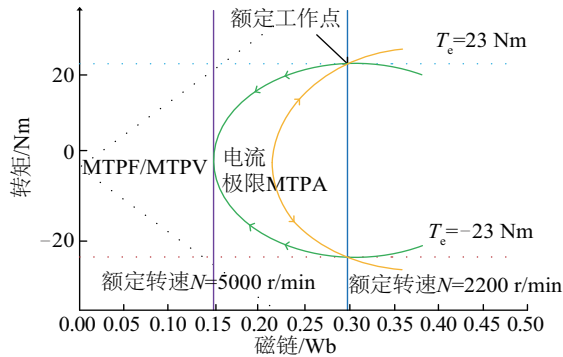


图1 内置式永磁同步电动机的运行轨迹

Fig. 1 Operating trajectories of IPMSM

1.2 传统的6扇区DTC策略

20 世纪 80 年代中期,日本的 Takahashi^[16]教授首次提出直接转矩控制方案。之后直接转矩控制由于快速功率开关器件和廉价高速 DSP 控制器的发明而得到普及。直接转矩控制可直接控制转矩和磁链,从而避免了矢量变换和减少了 PI 控制器的使用。从图 2 中可看出一个 3 臂 2 电平逆变器有 8 个开关状态。图 3 中的区域按照常规 DTC 方法分为 6 个扇区, F_1 表示磁链增加, F_D 表示磁链减小, F_I 表示磁链增加, T_D 表示磁链减小。在任意时刻,磁链矢量 γ 由式(1)确定,并如图 3 所示可通过通过电压矢量的合理性选择来控制转矩和磁链。使用的开关表如表 1 所示。

$$\psi_s(t) = \psi_s(t^-) + \int (\nu_s - r_s i_s) dt \quad (1)$$

转矩滞后控制器定义为:

如果 $T_e^* - T_e \geq T_b$, 那么 $dT_e = 1$;

如果 $T_e^* - T_e \leq -T_b$, 那么 $dT_e = -1$;

如果 $T_e^* - T_e = 0$, 那么 $dT_e = 0$;

磁链滞后控制器定义为:

如果 $\Psi_s^* - \Psi_s \geq \Psi_b$, 那么 $d\Psi = 1$;

如果 $\Psi_s^* - \Psi_s \leq -\Psi_b$, 那么 $d\Psi = 0$;

在这里, T_b 和 Ψ_b 分别表示转矩和磁链滞后带。

表1 传统的6扇区DTC方法开关表

Table 1 Switching table for conventional 6-sector

扇区	1	2	3	4	5	6
$dT=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$d\Psi=1$	$dT=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
$dT=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$dT=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$d\Psi=0$	$dT=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$dT=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

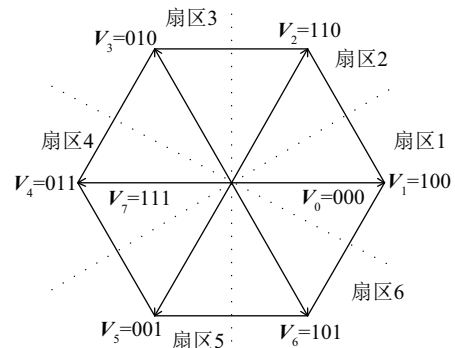


图2 2电平逆变器开关表的扇区图

Fig. 2 Switching states of 2-level inverter shown with sector division

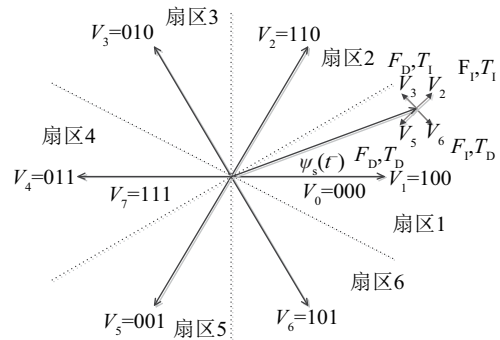


图3 在扇区1中使用6扇区DTC控制转矩和磁链

Fig. 3 Control of torque & flux using 6-sector DTC in sector I

1.3 12扇区DTC策略

文献[17]中讨论了感应电动机的 12 扇区 DTC 策略,但并未给出合理解释,未使用零矢量。本文旨在对 12 扇区方法做出适当的解释并对比于传统 6 扇区控制方法。

如图 3 所示,传统 DTC 在扇区 1 中未利用电压矢量 V_1 和 V_4 。同样地,当在任意特定的扇区下进行操作时,传统 DTC 未利用所有可用的矢量。为了在 1 个扇区里使用所有的 6 个活跃电压矢量,可把定子磁链所在圆

分为 12 扇区, 每个扇区相隔 30° 。12 扇区的划分情况如图 4 所示。使用所有 6 个活跃电压矢量如图 5 所示。

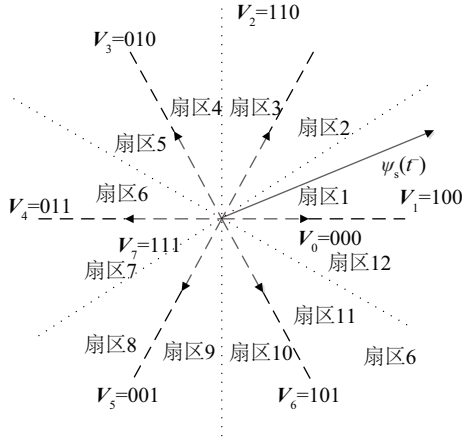


图 4 12 扇区直接转矩控制方法

Fig. 4 12 Sector approach for DTC

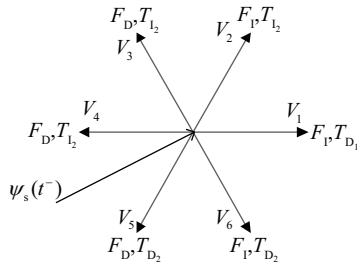


图 5 在扇区 1 使用 12 扇区 DTC 控制转矩和磁链

Fig. 5 Control of torque & flux using 12-sector DTC in sector 1

图 5 中, T_{d1} 表示转矩减小得少, T_{d2} 表示转矩减小得多, T_{l1} 表示转矩增加得少, T_{l2} 表示转矩增加得多, F_{d1} 表示磁链减小和 F_{l1} 表示磁链增加。

转矩滞环控制器的定义如下:

如果 $T_e^* - T_e \geq T_{h2}$, 那么 $dT_e = 2$;

如果 $T_e^* - T_e \geq T_{h1}$, 那么 $dT_e = 1$;

如果 $T_e^* - T_e = 0$, 那么 $dT_e = 0$;

如果 $T_e^* - T_e \leq -T_{h1}$, 那么 $dT_e = -1$;

如果 $T_e^* - T_e \leq -T_{h2}$, 那么 $dT_e = -2$ 。

磁链滞环控制器的定义如下:

如果 $\Psi_s^* - \Psi_s \geq \Psi_b$, 那么 $d\Psi = 1$;

如果 $\Psi_s^* - \Psi_s \leq -\Psi_b$, 那么 $d\Psi = 0$ 。

估计转矩和磁链大小的公式如式(2)~式(4)所示:

$$\psi_\alpha(t) = \int (v_\alpha - \gamma_s i_\alpha) dt + \psi_\alpha(t^-) \quad (2)$$

$$\psi_\beta(t) = \int (v_\beta - \gamma_s i_\beta) dt + \psi_\beta(t^-) \quad (3)$$

$$\psi_s(t) = \int \sqrt{(\psi_\alpha(t))^2 + (\psi_\beta(t))^2} \quad (4)$$

在这里, $y_\alpha(0) = y_{P.M}$ 并且 $y_\beta(0) = 0$, $y_{P.M}$ 为永久磁铁每相磁通匝连数。

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (5)$$

1.4 变化的内滞环误差带

从图 5 可看出, 矢量 V_1 和 V_4 分别代表转矩的减少和增加, 但当对比于由其他电压矢量造成的转矩变化时, V_1 和 V_4 造成的转矩变化相对较小。同样地在每一个扇区里, 都有 2 个造成转矩细小变化的矢量和 4 个造成较大变化的矢量, 因此需增加一个额外的滞环带, 使得转矩控制器成为一个 5 电平转矩滞环控制。12 扇区 DTC 的 5 电平转矩滞环控制器的开关表如表 2 所示。5 电平转矩滞环控制器和 2 电平磁链滞环控制器分别如图 6、图 7 所示。

表 2 12 扇区直接转矩控制开关表

Table 2 switching table for 12-sector DTC

扇区	1	2	3	4	5	6
$dT=2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
$dT=1$	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
$d\Psi=1$	$dT=0$	V_7	V_0	V_0	V_7	V_0
$dT=-1$	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
$dT=-2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
扇区	7	8	9	10	11	12
$dT=2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
$dT=1$	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
$d\Psi=1$	$dT=0$	V_0	V_7	V_7	V_0	V_7
$dT=-1$	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
$dT=-2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
扇区	1	2	3	4	5	6
$dT=2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
$dT=1$	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
$d\Psi=0$	$dT=0$	V_0	V_7	V_7	V_0	V_7
$dT=-1$	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
$dT=-2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
扇区	7	8	9	10	11	12
$dT=2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
$dT=1$	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
$d\Psi=0$	$dT=0$	V_7	V_0	V_0	V_7	V_0
$dT=-1$	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
$dT=-2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

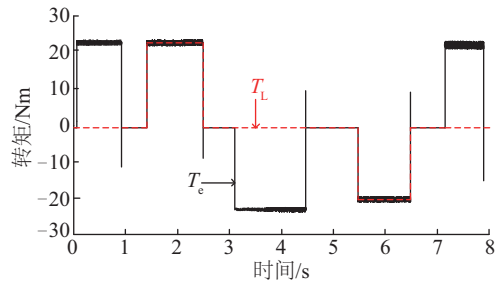


图 10 改善的转矩和负载转矩

Fig. 10 Developed torque & load torque

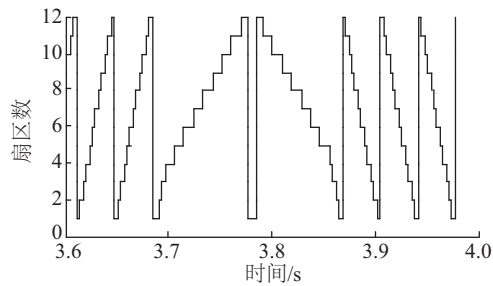
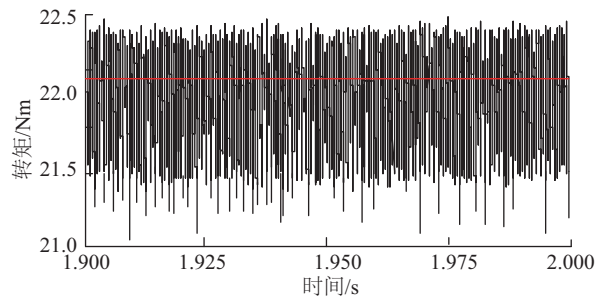
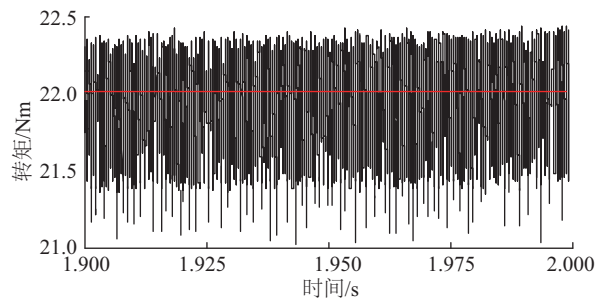


图 11 转速反转时的扇区

Fig. 11 Sectors during speed reversal



a. 6 扇区

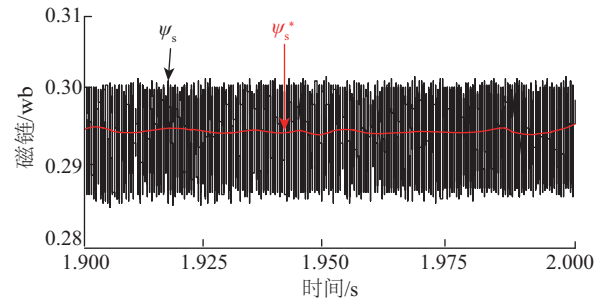


b. 12 扇区

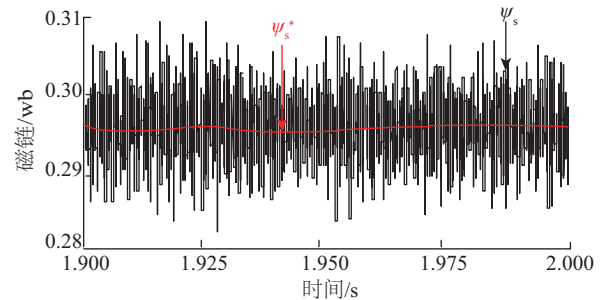
图 12 在额定负荷下 6 扇区和 12 扇区 DTC 的转矩脉动

Fig. 12 Torque ripple of 6-sector and 12-sector DTC under rated-load

磁链脉动如图 13 所示,可看出与传统的 6 扇区 DTC 相比,12 扇区 DTC 细化了矢量选择和扇区分,增加了可供选择的电压矢量数目,更有效发挥了电压矢量对磁链的控制,有效改善了磁链脉动。



a. 6 扇区

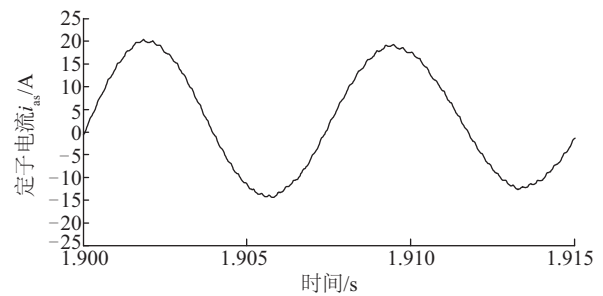


b. 12 扇区

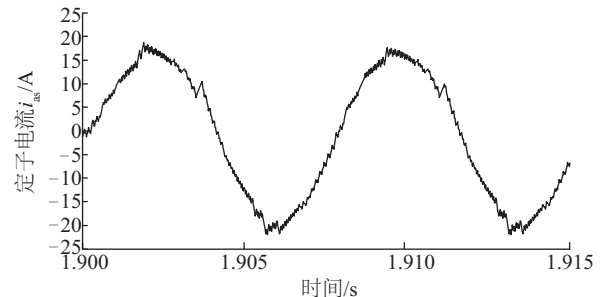
图 13 在额定负荷下 6 扇区和 12 扇区 DTC 的磁链脉动

Fig. 13 Flux ripple of 6-sector and 12-sector DTC under rated-load

定子电流波形如图 14 所示,当与传统 6 扇区 DTC 中的不均匀的电流相比较时,可得到 12 扇区 DTC 差不多有对称的定子电流,定子电流的畸变率有所降低,定子电流更趋向于正弦波形。



a. 6 扇区



b. 12 扇区

图 14 在额定负荷下 6 扇区和 12 扇区 DTC 的定子电流

Fig. 14 Stator current of 6-sector and 12-sector DTC under rated-load

内滞环误差带逐步地按照外部误差带的 25%、50%、75%变化并且在不同的操作条件下,也就是转速和转矩逐步地按照 25%变化的仿真结果如图 15 所示。

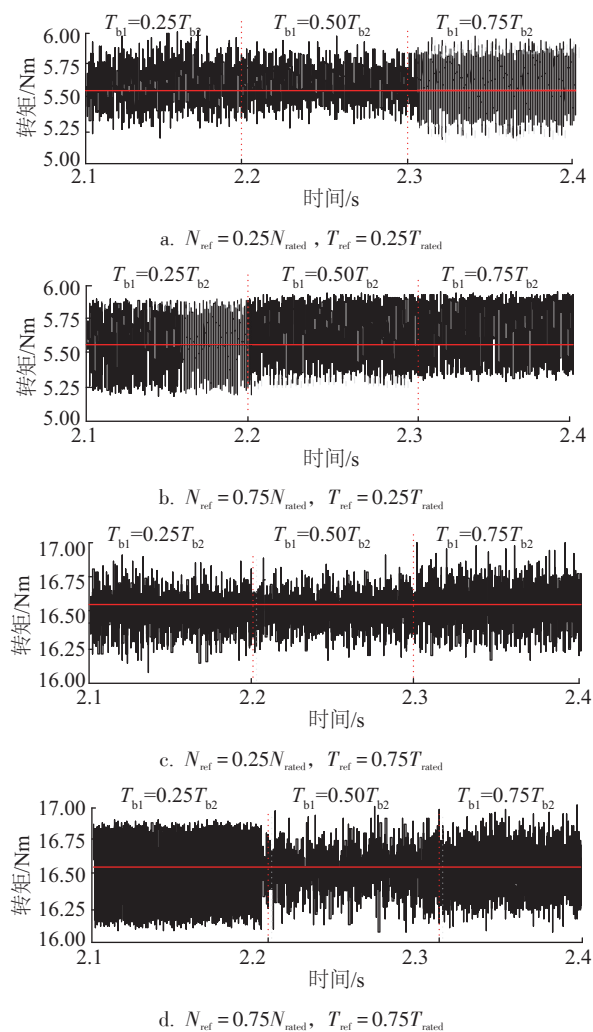


图 15 不同额定转速和额定转矩下的转矩脉动

Fig. 15 Torque ripple at different rated speed & rated torque

表 4 总结了在不同内滞环转矩误差带下的转矩脉动,误差带 T_{b1} 的值按 T_{b2} 的百分比给定且转速和转矩按额定值比给定。

根据 IPMSM 的运行状态,结果发现存在一个合适的内转矩滞环带可给出相对较低的转矩脉动,并可更进一步改善 12 扇区 DTC 方法。表 5 给出了在不同工作条件下,内滞环带的最佳值是外滞环误差带的百分比。从图 15 的仿真结果和表 4、表 5 可看出,当内滞环带的变化仅限于外部误差带的约 50%时,可得到一个良好的结果。同样也可看出在较低的转速和转矩下,约 25%内滞环带的下限值可带来更好的效果。

表 4 在不同内误差带下转矩脉动的变化

Table 4 Variation in torque ripple at different inner error bands

操作条件		在 $T_{b1}=K(T_{b2})$ 下的转矩脉动		
转速/ $r \cdot \min^{-1}$	转矩	$K=0.25$	$K=0.5$	$K=0.75$
0.25	0.25	中等/低	中等	高
	0.50	中等	低	高
	0.75	高	低	中等
	1.00	高	低	中等
0.50	0.25	低	中等	高
	0.50	中等/低	中等	高
	0.75	中等	中等	中等
	1.00	高	中等	中等
0.75	0.25	中等	高	高
	0.50	高	中等	中等
	0.75	高	中等	中等
	1.00	高	中等	中等
1.00	0.25	中等	中等	中等
	0.50	高	高	高/中等
	0.75	高	高	高
	1.00	高	高	高

表 5 最佳内滞环带值

Table 5 Optimum inner hysteresis band value

转速	转矩		
	低	中等	高
低	0.25	0.50	0.50
中等	0.25	0.50	0.50
高	0.50	0.50	0.50

注:最佳内滞环带值是由外部误差带的系数提供。

3 结 论

本文将 12 扇区直接转矩控制策略引入到内置式永磁同步电机的控制中,12 扇区控制方式细化了扇区划分,增加了可供选择的电压矢量数目,更有效地发挥了电压矢量对转矩和磁链的控制;从理论上分析比较传统 6 扇区和 12 扇区控制方法对磁链和转矩控制效果,并对 6 扇区控制和 12 扇区控制方法进行定子电流、转矩和磁链控制效果的仿真试验;研究变化的内滞环误差带对转矩脉动的影响。理论分析和仿真结果表明 12 扇区 DTC 较 6 扇区 DTC 有更好的控制效果,即 12 扇区控制

方法能有效抑制电流畸变,克服了磁链和转矩较大的问题,同时保留了DTC方法动态响应快和对电机参数鲁棒性强的优点;内滞环误差带可进一步改善12扇区的控制效果,提高内置式永磁同步电机直接转矩控制系统的动、静态性能。

[参考文献]

- [1] 吴荒原,王双红,辜承林,等. 内置式永磁同步电机改进型模糊逻辑控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 68-75.
WU H Y, WANG S H, GU C L, et al. A flux weakening control scheme of IPMSM for electric vehicles based on improved fuzzy logic controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 68-75.
- [2] 张文娟,冯焱径,黄守道,等. 基于迭代法的内置式永磁同步电机最大转矩/电流控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(S2): 402-407.
ZHANG W J, FENG Y J, HUANG S D, et al. The maxium torque per ampere control of interior permanent magnet synchronous motor based on iterative method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 402-407.
- [3] UEDA K, MORIMOTO S, INOUE Y, et al. A novel control method in flux-weakening region for efficient operation of interior permanent magnet synchronous motor[C]// Power Electronics Conference. IEEE, 2015: 312-317.
- [4] JUNG S Y, HONG J, NAM K. Current minimizing torque control of the IPMSM using Ferrari's method[J]. IEEE transactions on power electronics, 2013, 28(12): 5603-5617.
- [5] 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.
LYU 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(s1): 35-42.
- [6] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless direct torque and flux controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening [J]. IEEE Power Engineering Review, 2007, 22(10): 57-57.
- [7] TANG L, ZHONG L, RAHMAN M F, et al. A novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency[J]. IEEE transactions on power Electronics, 2004, 19(2): 346-354.
- [8] 李冰,刘石. 基于占空比调制的无刷双馈电机转矩脉动最小化控制研究[J]. 太阳能学报, 2017, 38(9): 2505-2511.
LI B, LIU S. Research on torque ripple minimum of brushless doubly-fed machines based on duty ratio modulation [J]. Acta energiae solaris sinica, 2017, 38(9): 2505-2511.
- [9] 徐艳平,钟彦儒. 基于占空比控制的永磁同步电机新型直接转矩控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 27-32.
XU Y P, ZHONG Y R. A novel direct torque control strategy of permanent magnet synchronous motors based on duty ratio control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 27-32.
- [10] ZHANG X, FOO G H B. A constant switching frequency-based direct torque control method for interior permanent-magnet synchronous motor drives [J]. IEEE/ASME transactions on mechatronics, 2016, 21(3): 1445-1456.
- [11] MARTINS C A, ROBOAM X, MEYNARD T A, et al. Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter [J]. IEEE transactions on power electronics, 2002, 17(2): 286-297.
- [12] 张华强,王新生,魏鹏飞,等. 基于空间矢量调制的直接转矩控制算法研究[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 13-18.
ZHANG H Q, WANG X S, WEI P F, et al. Study on direct torque control algorithm based on space vector modulation[J]. Electric machines and control, 2012, 16(6): 13-18.
- [13] 刘军,刘丁,吴浦升,等. 基于模糊控制调节电压矢量作用时间策略的永磁同步电机直接转矩控制仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 148-152.
LIU J, LIU D, WU P S, et al. The simulation analysis of permanent magnet synchronous motor based on the strategy of modulating the time of voltage vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 148-152.
- [14] 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.
LIAO X Z, SHAO L W. The twelve-section control methods of direct torque control [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 167-173.

- [15] CONSOLI A, SCELBA G, SCARCELLA G, et al. An effective energy-saving scalar control for industrial IPMSM drives [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2013, 60(9): 3658-3669.
- [16] TAKAHASHI I, NOGUCHI T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor [J]. IEEE transactions on industry applications, 1986, 22(5): 820-827.
- [17] ESSAADI M, KHAFALLAH M, SAAD A, et al. A comparative analysis between conventionnal and new direct torque control strategies of induction machine[C]// Second World Conference on Complex Systems (WCCS), 2014: 350-354.

12-SECTOR DIRECT TORQUE CONTROL OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Ai Xiang, Wang Weiqing, Wang Haiyun

(Engineering Research Center for Renewable Energy Power Generation & Grid Technology Approved by Education Ministry,
College of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830049, China)

Abstract: The 12 sector direct torque control (DTC) in this paper is based on maximum utilization of available voltage vectors, which refines the vector selection and the sector division, increasing the number of voltage vectors to be selected, and effectively takes full advantage of the voltage vectors on controlling the flux and torque; The work also shows that having a variable inner hysteresis torque band have an influence on torque ripple. With the proposed 12-sector control, the torque and flux ripples were greatly reduced when compared with those of the conventional 6-sector DTC and the advantage of fast torque dynamic response in traditional direct torque control is maintained. with respect to different operating conditions i.e., speed and torque, the 12-sector DTC further improve the 12-sector control performance of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), The validity of the theory analysis and the feasibility of the proposed control has been verified and supported by simulation results.

Keywords: torque control; control theory; dynamic response; twelve-section; interior permanent magnet synchronous motor