

高可靠双三相永磁同步电机的转矩优化设计

陈玮婷¹, 徐军², 肖江³

(1. 迈安德集团有限公司, 江苏扬州 225127; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211106;
3. 扬力集团股份有限公司, 江苏扬州 225127)

摘要: 针对双三相永磁同步电机(PMSM)的输出转矩提升问题, 分析了3次谐波电流注入电机相电流和反电动势的控制原理, 对驱动系统进行优化, 调节3次谐波电流, 解决2套绕组间的电流干扰问题。在最优相电流的基础上, 提出了永磁体塑形方法, 综合考虑定子齿槽效应、铁心饱和以及齿尖、极间漏磁, 并得到最优的类正弦反电动势。类正弦电流与类正弦反电动势相互作用, 电机的输出转矩提升了18.1%。通过有限元分析和样机试验验证了理论分析的正确性, 为高可靠双三相PMSM的规模化应用提供了技术支撑。

关键词: 双三相永磁同步电机; 输出转矩; 谐波电流; 谐波反电动势

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)08-0053-06

doi: 10.12177/emca.2022.068

Torque Optimization Design of High Reliability Dual Three-Phase PMSM

CHEN Weiting¹, XU Jun², XIAO Jiang³

(1. Myande Group Co., Ltd., Yangzhou 225127, China;
2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;
3. Yangli Group Co., Ltd., Yangzhou 225127, China)

Abstract: Aiming at the problem of increasing the output torque of the dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM), the control principle of the 3rd harmonic current injection into the motor phase current and back electromotive force (EMF) is analyzed. The motor drive system is optimized, and the 3rd harmonic current is adjusted to solve current interference problem of two sets of windings. On the basis of the optimal phase current, a permanent magnet shaping method is proposed, which comprehensively considers the stator cogging effect, iron core saturation and magnetic leakage between tooth tips and poles, and the optimal quasi-sinusoidal back EMF is obtained. The output torque of the motor is increased by 18.1% due to the interaction of quasi-sinusoidal current and quasi-sinusoidal back EMF. Finally, the correctness of the theoretical derivation is verified through finite element analysis and experiments, which provides technical support for the large-scale application of high reliability dual three-phase PMSM.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; output torque; harmonic current; harmonic back electromotive force

0 引言

双三相永磁同步电机(PMSM)伺服系统因其可控性好、转矩脉动小、容错能力强等优点, 非常契合大功率、高可靠的应用场景, 在多电/全电飞机电

驱系统、航天机电伺服领域中得到了广泛的应用^[1-3]。双三相PMSM由2套独立的三相绕组搭配而成, 可以通过传统三相逆变器直接控制。然而, 双三相PMSM的控制技术在理论分析和实际应用两方面上仍然存在许多需要完善之处^[4]。

收稿日期: 2022-05-20; 收到修改稿日期: 2022-06-21

作者简介: 陈玮婷(1984—), 女, 工程师, 研究方向为机电伺服设计、油脂加工工艺设计。

徐军(1986—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为双三相永磁同步电机设计及控制。

永磁体削极和谐波电流注入是提升多相电机输出转矩的有效方法之一^[5]。为了获得准梯形气隙磁通密度分布,提高电机反电动势幅值,文献[6]提出在转子永磁体整形中引入3次谐波,但未建立完善的谐波注入体系,未提出最优3次谐波注入比。文献[7]提出了一种双三相 PMSM 注入 5、7 次谐波电流的转矩密度改进方法。在给定的峰值相电流下,输出转矩可以增加 7.7%,但是同时产生了额外的 12 次转矩脉动。文献[8]分析了双三相 PMSM 3、5、7 次谐波电流对绕组结构和极槽配合的影响,用以增加转矩密度,并从理论上揭示了双三相 PMSM 的 3 次谐波电流随电机输出转矩的变化规律。但是,该研究仅从电机设计的角度出发,并未考虑如何实现对 3 次谐波电流的有效控制。双三相电机的 2 组三相绕组中不能循环 3 次谐波电流,因此 3 次谐波电流的控制是双三相电机研究的难点。文献[9]建立了电机输出转矩与永磁体形状以及类正弦相电流的关系,但是并未得到最佳的输出转矩波形。对于双三相电机而言,在永磁转子和相电流波形均具有最优谐波的情况下,输出转矩才可以提高到最大,且转矩脉动与正弦波转子相似^[10]。

本文首先对双三相 PMSM 相电流和反电动势注入 3 次谐波提升输出转矩进行了理论分析。其次建立了双三相 PMSM 3 次谐波电流注入控制方案。对驱动系统进行改造,有效调节 3 次谐波电流,解决了 2 套绕组间的电流干扰问题。最后在最优相电流的基础上,提出了一种新的永磁体塑形方法,获得了最佳的类正弦气隙磁通密度波形。类正弦电流与类正弦反电动势相互作用,有效提升电机转矩密度且不会额外增加转矩脉动。

1 双三相 PMSM 的转矩分析

1.1 双三相 PMSM 驱动系统

在双三相绕组电机驱动中,有 2 个相同的绕组,每个绕组由单独的逆变器提供,如图 1 所示。双三相 PMSM 选择 12 槽 10 极的极槽配合。

1.2 转矩分析

A 相的基波电流和 3 次谐波电流可以表示为

$$i_{A1} = k_{i1} I_1 \sin \theta \quad (1)$$

$$i_{A3} = k_{i1} k_{i3} I_1 \sin(3\theta + \theta_{i3}) \quad (2)$$

式中: k_{i1} 为基波电流的增益; I_1 为 A 相电流的峰

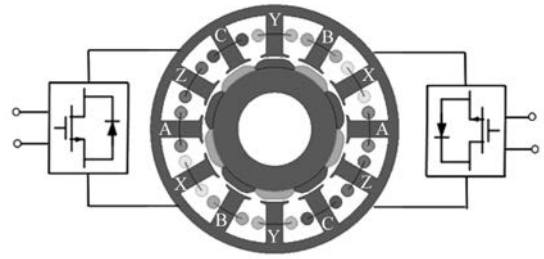


图 1 双三相 PMSM 驱动系统

值; θ 为转子位置; θ_{i3} 是 3 次谐波电流相对于基波电流的偏置角; k_{i3} 为 3 次谐波电流的增益。

注入 3 次谐波电流时的 A 相电流为

$$i_A = k_{i1} I_1 \sin \theta + k_{i1} k_{i3} I_1 \sin(3\theta + \theta_{i3}) \quad (3)$$

与相电流相同,A 相的反电动势可表示为

$$e_A = k_{e1} E_1 \sin \theta + 3k_{e1} k_{e3} E_1 \sin(3\theta + \theta_{e3}) \quad (4)$$

式中: E_1 为 A 相反电动势的幅值; θ_{e3} 为 3 次谐波反电动势相对于基波电流的偏置角; k_{e1} 为基波反电动势的增益; k_{e3} 为 3 次谐波反电动势的增益。

对于双三相 PMSM 而言,其电磁功率为

$$P(\theta) = P_{ABC}(\theta) + P_{XYZ}(\theta) \quad (5)$$

式中: $P_{ABC}(\theta)$ 为第 1 套绕组的电磁功率; $P_{XYZ}(\theta)$ 为第 2 套绕组的电磁功率。

第 1 套绕组的三相电磁功率之和可以表示为

$$P_{ABC}(\theta) = \sum_{x=A,B,C} e_x(\theta) i_x(\theta) \quad (6)$$

式中:下标 x 为电机的相。

将式(1)~式(4)代入式(6)中,第 1 套绕组的电磁功率可以改写为

$$P_{ABC}(\theta) = k_{i1} k_{e1} E_1 I_1 \left[\frac{3}{2} + 3k_{i3} k_{e3} \sin(3\theta + \theta_{i3}) \sin(3\theta + \theta_{e3}) \right] \quad (7)$$

ABC 绕组在额定转速下注入 3 次谐波电流所产生的输出转矩为

$$T_{ABC}(\theta) = \frac{3k_{i1} k_{e1} E_1 I_1}{2\omega} \cdot$$

$[1 + 2k_{i3} k_{e3} \sin(3\theta + \theta_{i3}) \sin(3\theta + \theta_{e3})]$ (8) 式中: ω 为电机的额定转速。

式(8)中,括号中的“1”表示基波电流与基波反电动势相互作用所产生的转矩。 $2k_{i3} k_{e3} \sin(3\theta + \theta_{i3}) \sin(3\theta + \theta_{e3})$ 为 3 次谐波反电动势与 3 次谐波电流相互作用产生的转矩,但这个转矩并未提高输出转矩,还增加了额外的转矩脉动。

相似地 XYZ 绕组在额定转速下注入 3 次谐波电流产生的输出转矩为

$$T_{XYZ}(\theta) = \frac{3k_{i1}k_{e1}E_1I_1}{2\omega} \cdot [1 + 2k_{i3}k_{e3}\cos(3\theta + \theta_{i3})\cos(3\theta + \theta_{e3})] \quad (9)$$

电机总的输出转矩为

$$T(\theta) = \frac{P(\theta)}{\omega} = \frac{P_{ABC}(\theta) + P_{XYZ}(\theta)}{\omega} = \frac{T_{ABC}(\theta) + T_{XYZ}(\theta)}{\omega} \quad (10)$$

将式(8)和式(9)代入式(10)中,可以得到:

$$T(\theta) = \frac{3k_{i1}k_{e1}E_1I_1}{\omega} [1 + k_{i3}k_{e3}\cos(\theta_{i3} - \theta_{e3})] \quad (11)$$

从式(11)可以看出,当 3 次谐波电流注入相电流时,ABC 绕组和 XYZ 绕组中的谐波分量相互抵消,因此总转矩中不存在谐波转矩波动。总的输出转矩由 2 个分量共同产生,一个是基波电流与基波反电动势相互作用,另一个为 3 次谐波电流与 3 次谐波反电动势相互作用。因此,提升电流的基波和 3 次谐波含量,或者提升反电动势的基波和 3 次谐波含量,都能够有效增加双三相 PMSM 的输出转矩,且不会产生多余的转矩脉动。同时,为了使 3 次谐波电流和 3 次谐波反电动势相互作用产生更大的转矩增量,注入 3 次谐波电流的最佳相位应与 3 次谐波反电动势相同。

2 双三相 PMSM 的设计优化

2.1 谐波电流优化

为提高给定幅值相电流的基波,3 次谐波电流注入的最佳比为 1/6,相应的基波提高到 1.154 倍^[10]。3 次谐波电流注入的剖面图如图 2 所示。

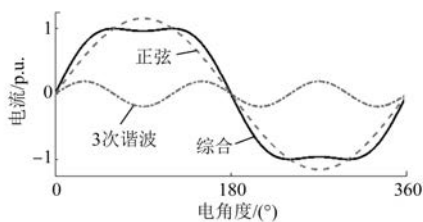


图 2 正弦+3 次谐波电流

综上所述,当式(11)中 k_{i1} 为 1.154, k_{i3} 为 1/6 时,即使电机中不存在 3 次谐波反电动势,其输出转矩也能够提高 15.4%。

双三相 PMSM 的 2 套三相集中绕组配置可以偏移 0°、30°或 180°。与偏移 30°相比,0°和 180°可以看成是 2 套绕组之间没有偏移角。因无法消除电机输出转矩中的 6 次谐波分量,当一套三相绕组出现故障后,偏移 0°和 180°结构的绕组会存在较大的不平衡径向力,影响电机的稳定运行。

本文研究的双三相 PMSM 是由 2 个三相对称且空间偏移 30°电角度的绕组构成的,其中性点相对孤立存在,因此与三相绕组类似不存在 3 次谐波电流电路。文献[10]为了给 3 次谐波电流提供流动路径,需要将双三相电机的 2 个孤立中性点连接在一起,再连接到直流母线中,从而搭建出 3 次谐波电流的流通通道。每套绕组中 2 个电流传感器足以有效调节相电流。但当注入 3 次谐波电流时,必须再增加 2 个电流传感器,以维持驱动系统的正常工作。改进后的硬件如图 3 所示。2 个电容器 C_3 和 C_4 被添加到直流电路,以提供额外的中点 O_2 。2 个中性点也是孤立的,而每个中性点都连接到一个中点。各绕组电流互不干扰,有效地解决了中性点电流不平衡的问题。

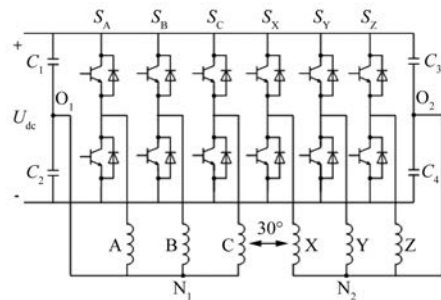


图 3 3 次谐波电流注入的硬件改进

2.2 谐波反电动势优化

电机的气隙磁通密度可以表示为

$$B_g(\theta) = \frac{h_m(\theta)B_r}{l} \quad (12)$$

式中: B_r 、 h_m 分别为永磁体的剩磁量和厚度; l 为永磁体厚度与有效气隙长度的总和。

文献[11]解析推导了 3 次、5 次和 7 次气隙磁通密度谐波与基波的最佳比值,并提出了正弦永磁体(sine)和正弦+3 次谐波型永磁体(sine+3rd)的塑形方法,分别得到了对应的近似气隙磁通密度。其中,永磁体的形状如图 4 所示,图中 Δt 为边缘厚度, Δm 为除去边缘厚度下的永磁体

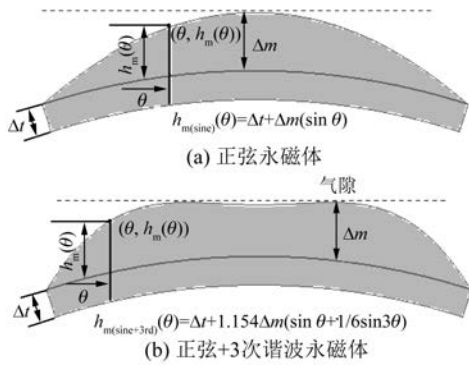


图4 永磁体塑形方法

最大厚度。

转子永磁体塑形后得到最优气隙磁通密度的基波幅值与削极型永磁体塑形得到的气隙磁通密度基本保持一致,而3次谐波幅值比其增大了55.3%,且气隙磁通密度中的5次谐波和7次谐波可以忽略。

图5(a)为塑形后永磁体的空载气隙磁密波形,由于齿谐波和开槽等影响,气隙磁密波形并未呈现正弦状。

图5(b)为气隙磁密波形的傅里叶分析,正弦永磁体结构的气隙磁密基波幅值为0.83 T,3次谐波幅值为0.06 T;而正弦+3次谐波电流塑形后永磁体结构的气隙磁密基波幅值为0.84 T,3次谐波幅值为0.093 T。

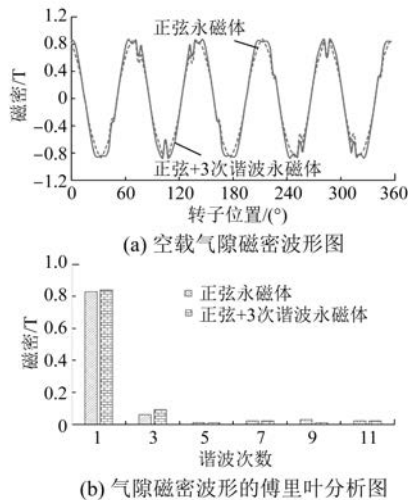


图5 转子永磁体塑形后气隙磁密分析

图6为电机速度为600 r/min时A相反电动势及其傅里叶分析,由于气隙磁密中5、7次谐波

含量很小,在反电动势谐波中也不存在5、7次谐波,仅存在基波和3次谐波。如式(11)所述,当该电机注入最优类正弦电流时, k_{e1} 为1, k_{e3} 为0.128,其输出转矩可以提升17.9%。

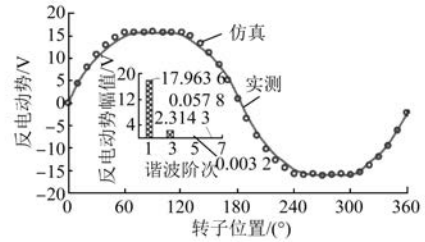


图6 电机速度为600 r/min时的反电动势分析

3 仿真和试验验证

3.1 电磁仿真

采用二维有限元仿真对该电机的磁密分布、损耗、效率、输出转矩以及过载能力进行了研究,并用样机进行验证。

图7给出了该电机在空载和额载情况下的磁密分布,可以看出其齿部最大磁密仅为1.58 T,轭部最大磁密为1.54 T,尚未达到磁饱和,因此该电机具备过载能力。

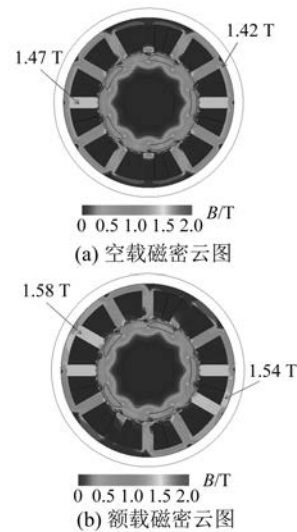


图7 电机在空载和额载情况下磁密分布

对于双三相PMSM本身而言,其损耗主要包含绕组铜损、永磁体涡流损耗和定、转子铁损。对样机通入相同幅值的正弦电流和正弦+3次谐波电流时,由于2种电流的基波幅值存在0.154倍的差距,且存在3次谐波电流流通,因此各种损耗

都会发生变化,如图 8 所示。

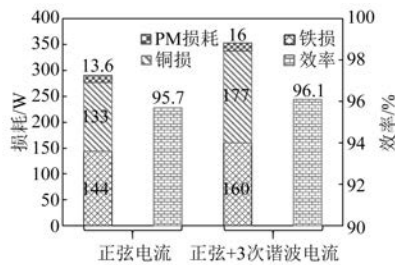


图 8 损耗及效率对比

与 2 套绕组通入正弦电流相比,通入相同幅值的正弦+3 次谐波电流会使永磁体损耗、绕组铜损和铁损增大,但是由于电机的输出转矩大幅提升,电机的功率也随之增加,综合效率反而比通入正弦电流时的效率高。

过载能力是双三相 PMSM 的一项重要指标,当一套绕组发生故障后,要保持输出功率一致,则另一套绕组应该 2 倍过载。

图 9 为该电机相电流与输出转矩的关系曲线,直观地体现了该电机的过载能力。额定电流为 8 A 时,电机可承受 3 倍过载,满足设计要求。

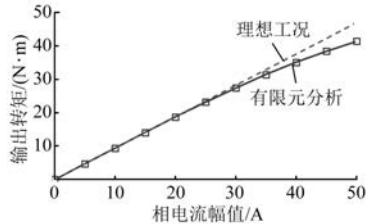


图 9 输出转矩与电流关系

图 10 为电机通入恒幅值正弦电流和正弦+3 次谐波电流时的输出转矩。由图 10 可知,在恒幅值条件下注入 3 次谐波电流前后,电机输出平均转矩分别为 7.91 N·m 和 9.34 N·m,转矩约增加了 18.2%。在电流幅值不变的情况下,注入 1/6 倍基波幅值的 3 次谐波电流后,可以将基波电流的幅值提高 15.4%,相应地输出转矩也可提高 15.4%,同时注入的 3 次谐波电流和 3 次谐波反电动势作用,产生额外正转矩,与基波分量产生的转矩线性叠加,进一步增加了电机的输出转矩。

3.2 试验验证

试验装置由 2 个共用直流电源的三相逆变器、1 台双三相 PMSM 和 1 台用于加载电机的测

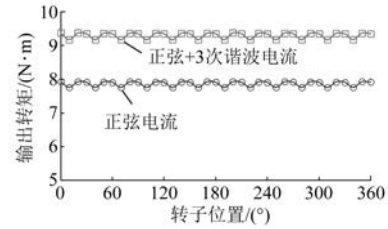


图 10 电机输出转矩

功器组成。基于 dSPACE-1007 搭建试验平台进行试验,如图 11 所示。

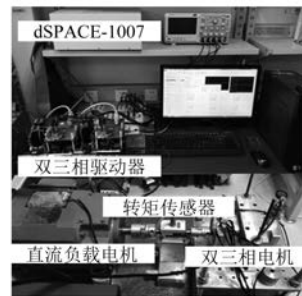
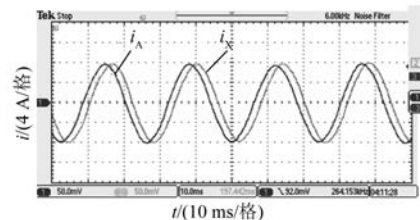
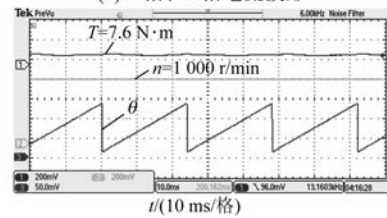


图 11 试验平台结构及照片

对电机采用双闭环控制,相电流幅值为 8 A,电机转速为 1 000 r/min。图 12 为正弦电流控制的试验结果,从图 12 中可以看出电机的相电流为标准正弦波,其幅值为 8 A,输出转矩为 7.6 N·m。



(a) A相和X相电流波形



(b) 转矩、转速和转子位置

图 12 正弦电流控制的试验结果

图 13 为正弦+3 次谐波电流控制的试验结果,其电流幅值为 8 A,输出转矩为 8.9 N·m,比正弦电流控制增加了 17.1%,且转矩波动并未增加。该试验结果与理论推导结果、仿真结果相近,证明了上述理论的正确性。

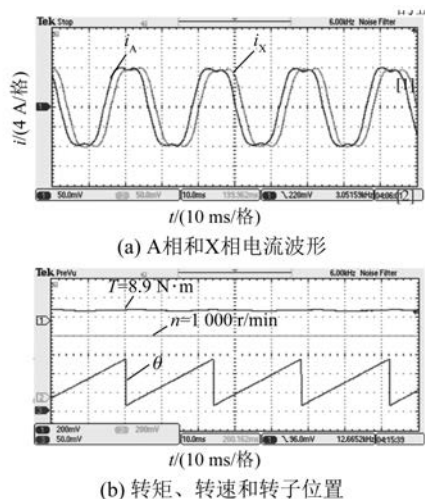


图 13 3次谐波电流控制的试验结果

4 结 语

针对双三相 PMSM 的输出转矩提升问题,本文提出了注入电机最优类正弦电流和永磁体塑形的优化设计方案,分析了 3 次谐波电流注入电机相电流和反电动势的控制原理,优化驱动系统,调节 3 次谐波电流,解决了 2 套绕组间的电流干扰问题;分析了永磁体形状对气隙磁通密度的影响,确定最佳类正弦反电动势对应的永磁体形状;类正弦电流与类正弦反电动势相互作用,电机的输出转矩提升了约 18.1%。通过有限元分析和样机试验,验证了理论分析的正确性。

【参 考 文 献】

- [1] BARRERO F, DURAN M. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines-Part I[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 449.
- [2] 邓念, 郑虎. 基于电力电子变换器的双三相永磁同步电机模拟器[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 92.
- [3] 谭华军, 和阳, 赵文祥, 等. 双三相永磁同步电机位置伺服前馈反馈复合控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(2): 22.
- [4] ZHU Z, WANG S, SHAO B, et al. Advances in dual-three-phase permanent magnet synchronous machines and control techniques[J]. Energies, 2021, 14(22): 7508.
- [5] IMAI K, DOKI S, KONDO K, et al. Current control system with high-frequency signal injection for dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2022, 11(1): 27.
- [6] LIU G H, LIN Z H, ZHAO W X, et al. Third harmonic current injection in fault-tolerant five-phase permanent-magnet motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6970.
- [7] HU Y, ZHU Z Q, ODAVIC M. Torque capability enhancement of dual three-phase PMSM drive with fifth and seventh current harmonics injection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4526.
- [8] LYRA R O C, LIPO T A. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(5): 1351.
- [9] WANG K. Effects of harmonics into magnet shape and current of dual three-phase permanent magnet machine on output torque capability [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8758.
- [10] 张建亚, 王凯, 朱妹妹, 等. 双三相永磁同步电机多谐波电流协同控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(2): 644.
- [11] LIU G H, ZENG Y, ZHAO W X, et al. Permanent magnet shape using analytical feedback function for torque improvement [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4619.