

电动助力转向电机控制系统死区效应研究

张成宝, 苏 阳, 周中坚

(上海汽车集团股份有限公司技术中心, 上海 201804)

摘 要: 在汽车电动助力转向(EPS)系统中, 逆变器的死区问题是影响转向电机输出性能的主要因素, 表现为电流谐波含量增加, 引发电机转矩脉动, 增加电机附加损耗。双三相永磁同步电机采用 2 套定子绕组相移 30° 结构, 通过双 $d-q$ 坐标变换控制使 6 次谐波电流含量降低, 电磁转矩总谐波含量减小。仿真结果验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 电动助力转向系统; 死区效应; 谐波

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)06-0070-06

doi: 10.12177/emca.2020.044

Research on the Dead-Time Effect of Electric Power Steering Motor Control System

ZHANG Chengbao, SU Yang, ZHOU Zhongjian

(Technology Center of SAIC Motor Co., Ltd., Shanghai 201804, China)

Abstract: In automotive electric power steering (EPS) system, the dead-time problem of the inverter is the main factor affecting the output performance of the steering motor, which is manifested by an increase in the current harmonic content. The dead-time problem causes motor torque ripple and increases the additional loss of the motor. The dual three-phase permanent magnet synchronous motors adopt two sets of stator windings with 30° phase shift. The content of the sixth harmonic current is reduced by the double $d-q$ coordinate transformation control, and the total harmonic content of electromagnetic torque is reduced. Simulation results show that the proposed method is correct and effective.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM); electric power steering system; dead-time effect; harmonics

0 引 言

随着科技的进步, 无人驾驶技术受到各领域的密切关注^[1]。转向系统是汽车的关键部件, 汽车的智能化和网联化发展提升了其对转向性能需求。采用三相变频电机是当前电动助力转向(EPS)系统的主要形式, 经过长期的发展, 技术已日趋成熟^[2]。随着电机驱动技术的进步, 多相电机系统转矩脉动更小, 且具有更强的容错能

力^[3-5], 应用前景广阔。在各类多相电机中, 双三相电机由于和传统三相电机具有紧密的联系而得到了更多的关注^[6-7]。

转向电机是一个复杂的非线性系统, 而逆变器的非线性特性是影响转向电机输出性能的关键因素之一。由于功率开关器件的非理想性, 其开通和关断动作存在延时, 可能会造成逆变器同一桥臂的上下开关器件出现“直通”现象^[8-9]。为了确保电机安全运行, 需要给驱动信号添加死区时

收稿日期: 2020-03-16; 收到修改稿日期: 2020-04-24

作者简介: 张成宝(1971—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为乘用车转向系统开发。

苏 阳(1992—), 男, 研究方向为汽车功能安全。

周中坚(1961—), 男, 副教授, 研究方向为乘用车转向系统开发。

间,而死区时间是导致逆变器非线性特性的主要原因。随着开关频率的提高,死区时间对逆变器输出电压和输出电流的影响也愈来愈严重,表现为使逆变器输出电压、电流基波减少,高次谐波分量增加,引发转矩脉动,增加电机的附加损耗,甚至可能导致系统发生振荡现象。在 EPS 系统中,死区效应给电机输出转矩平稳性带来的影响尚未改善^[10]。文献[11]通过建立逆变器非线性模型,主动对逆变器非线性影响进行补偿,但其应用受制于逆变器模型的准确获得。文献[12]在 $d-q$ 同步旋转坐标系下,使用 PI 控制器对定子电流中含量较大的 5 次和 7 次谐波电流分量进行抑制,效果较好,但需要设计多个 PI 控制器,参数整定复杂,计算量大。

本文首先通过分析三相永磁同步电机(PMSM)死区效应的作用机理,研究了输出电压中的谐波分布情况。然后,通过推导静止坐标系与旋转坐标系下双三相 PMSM 绕组电流和电磁转矩的表达式,分析了死区效应影响下的电流与转矩谐波频谱。最后搭建仿真模型,分析验证了所研究内容的正确性。

1 三相 PMSM 死区效应分析

三相 PMSM 逆变器每一相均由上、下桥臂各 1 组开关功率管和反并联二极管构成。以 A 相为例分析逆变器的死区效应。为了简化死区问题,忽略开关管的开通和关断时间,定义桥臂上、下开关管同时关断的时间为死区时间 T_d 。逆变器 A 相桥臂拓扑结构图如图 1 所示。假设功率开关器件为高电平有效触发,流出逆变器桥臂的电流极性定义为正($i_a > 0$);流入逆变器桥臂的电流极性定义为负($i_a < 0$)。

死区效应分析如图 2 所示。 AH_i 、 AL_i 分别为理想情况下 A 相桥臂的两开关器 VT1 和 VT2 的触发信号, AH_a 、 AL_a 为加入死区时间 T_d 后的触发信号。

图 2(c) 中,未加死区时间的情况下, A 相输出电压波形 U_o 与 AH_i 的波形相同。加入死区时间后,在图 2 的两段死区时间内,上、下桥臂的开关管处于关断状态,此时该桥臂的输出电压完全由负载状况决定。

当 $i_a > 0$ 时,换流在 VT1 和 VD2 之间进行,输

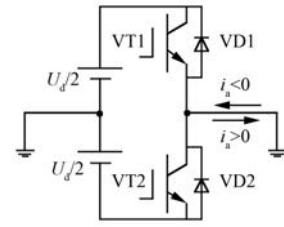


图 1 逆变器 A 相桥臂拓扑结构图

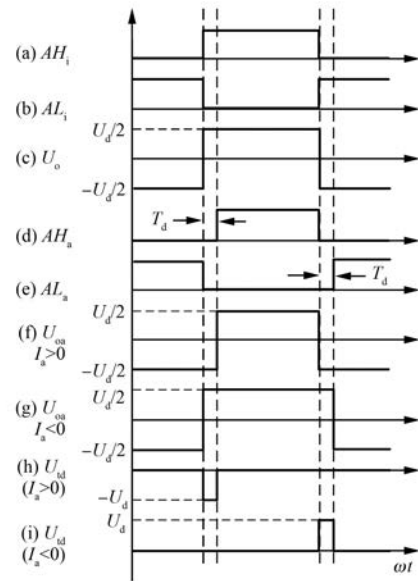


图 2 死区效应分析

出电压为 $-U_d/2$, 实际输出电压的正向脉冲宽度减少 T_d 时间; 当 $i_a < 0$ 时, 换流在 VT2 和 VD1 之间进行, 输出电压为 $U_d/2$, 实际输出电压的正向脉冲宽度增加 T_d 时间。由此可得加入死区时间后的输出电压波形 U_{oa} 和死区脉冲电压 U_{id} (未加死区时间的输出电压 U_{oa} 减去加入死区时间的输出电压 U_o)。

从图 2 可以得到, 每个脉宽调制(PWM)开关周期 T_s 内只存在一个死区电压脉冲; 死区脉冲电压和输出电流的方向相反; 死区脉冲电压的幅值为 U_d ; 死区造成的误差电压宽度为死区时间 T_d 。一个信号波周期内的死区脉冲电压波形如图 3 所示。

死区脉冲电压可表示为

$$U_{id} = \begin{cases} -U_d, & i_a > 0 \\ U_d, & i_a < 0 \end{cases} \quad (1)$$

可以求得一个 PWM 开关周期 T_s 内, 死区脉

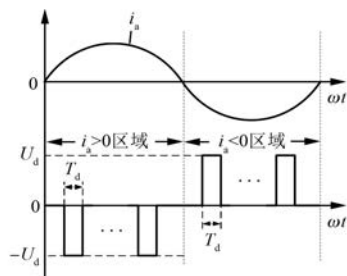


图3 死区脉冲电压波形

冲电压的平均值即平均误差电压,为

$$\Delta U_{id} = \begin{cases} -\frac{T_d}{T_s} U_d, & i_a > 0 \\ \frac{T_d}{T_s} U_d, & i_a < 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: ΔU_{id} 为平均误差电压。

对 A 相误差电压进行傅里叶变换:

$$\Delta u_a = \frac{4\Delta U_{id}}{\pi} \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{3}\cos(3\omega t) + \frac{1}{5}\cos(5\omega t) + \frac{1}{7}\cos(7\omega t) + \dots \right] \quad (3)$$

式(3)说明死区效应使输出电压中含有大量 3 次、5 次、7 次等奇次谐波分量。当电机三相绕组星型连接时,谐波次数越高幅值越小,主要的谐波次数为 5 次和 7 次谐波分量。由此引发电机定子电流波形畸变,使定子电流波形非正弦化,存在 5 次、7 次主要的高次谐波分量。令各次电流的初始相位角为零,考虑 5 次、7 次和 11 次、13 次谐波分量,则定子电流可表示为

$$\begin{cases} i_a = I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(-5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + \\ I_{11} \sin(-11\omega t) + I_{13} \sin(13\omega t) \\ i_b = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) + \\ I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{14\pi}{3}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{22\pi}{3}\right) + \\ I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{26\pi}{3}\right) \\ i_c = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{20\pi}{3}\right) + \\ I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{28\pi}{3}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{44\pi}{3}\right) + \\ I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{52\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 为 A、B、C 三相绕组电流; I_1 、 I_5 、 I_7 、 I_{11} 、 I_{13} 分别为基波和 5 次、7 次、11 次、13 次谐波电流峰值。

将三相定子电流转换为同步旋转坐标系下的 d 、 q 轴电流,可得:

$$\begin{cases} i_d = I_5 \sin(-6\omega t) + I_7 \sin(6\omega t) + \\ I_{11} \sin(-12\omega t) + I_{13} \sin(12\omega t) \\ i_q = I_1 + I_5 \cos(-6\omega t) + I_7 \cos(6\omega t) + \\ I_{11} \cos(-12\omega t) + I_{13} \cos(12\omega t) \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d 、 i_q 为同步旋转坐标系下的 d 、 q 轴电流。

可以看出,静止坐标系下 A、B、C 三相定子电流的 5 次、7 次谐波分量在同步旋转坐标系下表现为 6 次谐波分量;11 次和 13 次谐波分量在同步旋转坐标系下表现为 12 次谐波分量。因此,在同步旋转系下,定子电流主要谐波次数为 6 次。

对于表贴式 PMSM,有 $L_d = L_q$,此时 d 轴的电流谐波不会对电磁转矩产生影响, q 轴的谐波电流会与磁链相互作用产生 6 次和 12 次转矩脉动。此时电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_f [I_1 + (I_5 + I_7) \cos(6\omega t) + (I_{11} + I_{13}) \cos(12\omega t)] \quad (6)$$

由式(6)可以看出,此时电磁转矩谐波表现为 6 次和 12 次分量,且 6 次为主要谐波次数。

2 双三相 PMSM 谐波分析

双三相 PMSM 定子绕组采用 2 套三相对称绕组,可将其看成是 2 个三相子系统的组合,对每一个子系统分别采用三相电机坐标变换可以得到一个六维变换阵。若 2 套绕组为同相位时,2 个子系统采用相同的三相电机坐标变换,可以看成 2 个镜像的三相 PMSM。

逆变器死区效应使三相电机定子电流中含有 5 次、7 次主要高次谐波分量。为了研究绕组结构对死区效应的影响,分别对 2 套绕组同相位和相移 30° 电角度的双三相 PMSM 电流和电磁转矩谐波进行分析。

2.1 同相位双三相 PMSM

同相位双三相 PMSM 可看成 2 台镜像的三相电机,静止坐标系下考虑 5 次、7 次和 11 次、13 次谐波电流时,2 套绕组的定子电流表达式均为式

(4)。转换到双 d - q 坐标系下, 2 套绕组 d 轴和 q 轴电流均为式(5)。电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_f [I_1 + I'_1 + (I_5 + I'_5 + I_7 + I'_7) \cos(6\omega t) + (I_{11} + I'_{11} + I_{13} + I'_{13}) \cos(12\omega t)] \quad (7)$$

由式(7)可以看出, 此时电磁转矩谐波为 2 套绕组产生的电磁转矩 6 次与 12 次谐波分量之和。

2.2 绕组相移 30° 双三相 PMSM

同样令各次电流的初始相位角为零, 考虑 5 次、7 次和 11 次、13 次谐波后的相移 30° 双三相电机电流表达式为

$$\begin{cases} i_a = I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(-5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + I_{11} \sin(-11\omega t) + I_{13} \sin(13\omega t) \\ i_b = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{14\pi}{3}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{22\pi}{3}\right) + I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{26\pi}{3}\right) \\ i_c = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{20\pi}{3}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{28\pi}{3}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{44\pi}{3}\right) + I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{52\pi}{3}\right) \\ i_x = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{11\pi}{6}\right) + I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{13\pi}{6}\right) \\ i_y = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{35\pi}{6}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{55\pi}{6}\right) + I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{65\pi}{6}\right) \\ i_z = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{3\pi}{2}\right) + I_5 \sin\left(-5\omega t - \frac{15\pi}{2}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{21\pi}{2}\right) + I_{11} \sin\left(-11\omega t - \frac{33\pi}{2}\right) + I_{13} \sin\left(13\omega t - \frac{39\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 A、B、C 三相绕组电流; ω 为电流角频率; i_x 、 i_y 、 i_z 分别为 X、Y、Z 三相绕组电流。

由式(8)可以看出, 在静止三相坐标系下, 第 5 次和第 11 次谐波电流矢量的旋转方向与基波电流矢量相反。

将静止坐标系下 2 套三相绕组电流转化为同步旋转坐标系中的 d 、 q 轴电流所用的变换矩阵 T :

$$T = \begin{bmatrix} P1 & 0 \\ 0 & P2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:

$$P1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix};$$

$$P2 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}。$$

三相静止坐标系下定子电流经过变换矩阵 T 后, 可得同步旋转坐标系下的电流表达式:

$$\begin{cases} i_{d1} = I_5 \sin(-6\omega t) + I_7 \sin(6\omega t) + I_{11} \sin(-12\omega t) + I_{13} \sin(12\omega t) \\ i_{q1} = I_1 + I_5 \cos(-6\omega t) + I_7 \cos(6\omega t) + I_{11} \cos(-12\omega t) + I_{13} \cos(12\omega t) \\ i_{d2} = -I'_5 \sin(-6\omega t) - I'_7 \sin(6\omega t) - I'_{11} \sin(-12\omega t) - I'_{13} \sin(12\omega t) \\ i_{q2} = I'_1 - I'_5 \cos(-6\omega t) - I'_7 \cos(6\omega t) - I'_{11} \cos(-12\omega t) - I'_{13} \cos(12\omega t) \end{cases} \quad (10)$$

在 5 次和 7 次谐波电压存在的情况下, 相移 30° 结构的双三相 PMSM 产生的谐波电流比三相电机大很多^[13]。由于三相静止坐标系下定子电流 5 次和 7 次谐波为主要谐波分量, 且由式(10)可知其在同步旋转坐标系下均表现为 6 次谐波分

量,因此相移 30° 双三相 PMSM 定子电流在同步旋转系下的 6 次谐波分量比三相电机或同相位双三相电机大很多。

电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_f [I_1 + I'_1 + (I_5 - I'_5 + I_7 - I'_7) \cos(6\omega t) + (I_{11} + I'_{11} + I_{13} + I'_{13}) \cos(12\omega t)] \quad (11)$$

可以看出此时 2 套绕组的 q 轴 6 次谐波电流分量部分抵消,因此双 $d-q$ 坐标系下相移 30° 双三相 PMSM 的 6 次电磁转矩脉动会降低,死区时间对电磁转矩的谐波影响得以改善。

3 仿真验证

在 MATLAB/Simulink 平台上搭建基于双 $d-q$ 坐标变换的双三相 PMSM 矢量控制仿真模型,基于双 $d-q$ 坐标变换的双三相 PMSM 矢量控制框图如图 4 所示。对同相位和相移 30° 的双三相 PMSM 进行仿真模型的搭建及对比研究。参数如下:定子相电阻 $R=0.018 \Omega$, d 、 q 轴电感 $L_d=L_q=0.829 \text{ mH}$, $\psi_f=0.005 \text{ Wb}$,极对数 $p=5$ 。死区时间设置为 $2 \mu\text{s}$ 。

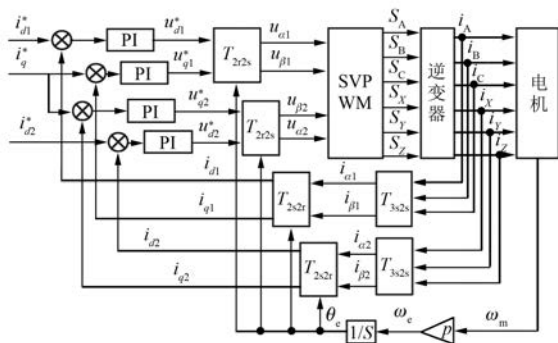


图 4 基于双 $d-q$ 坐标变换的双三相 PMSM 矢量控制框图

图 5 所示为不加死区的同相位双三相 PMSM 稳态运行时谐波分布图。

d_1q_1 、 d_2q_2 坐标系下 q 轴电流和电磁转矩 6 次和 12 次谐波分量均为 0%, 总谐波含量均为 0.16%。

图 6 所示为加入死区的电机稳态运行时谐波分布图。 d_1q_1 、 d_2q_2 坐标系下 q 轴电流和电磁转矩谐波次数均主要为 6 次,且该次谐波含量均为 0.46%, 12 次谐波含量均为 0.06%, 总谐波含量均为 0.50%。由结果可以看出,加入死区时间

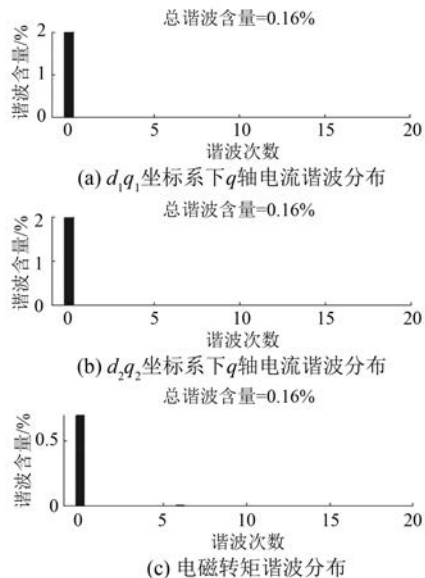


图 5 不加死区的同相位双三相 PMSM 谐波分布

使电机在同步旋转坐标系下 q 轴电流和电磁转矩 6 次谐波含量增大,总谐波含量增大。由于三相静止坐标系下定子电流 5 次和 7 次谐波在同步旋转系下表现为 6 次谐波,可知加入死区使同相位双三相 PMSM 三相静止坐标系下定子电流 5 次和 7 次谐波含量增大,仿真结果符合理论分析。

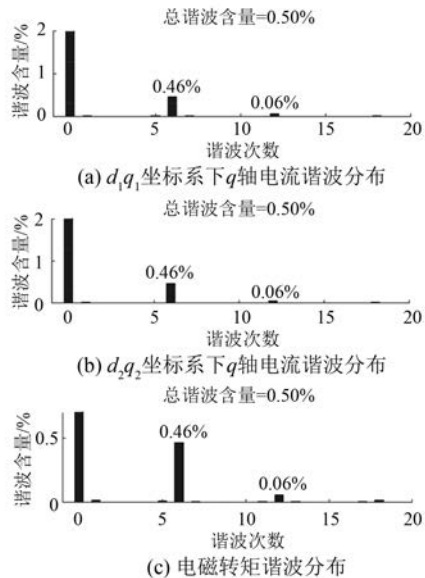


图 6 加入死区的同相位双三相 PMSM 谐波分布

图 7 所示为加入死区的相移 30° 双三相 PMSM 稳态运行时谐波分布图。

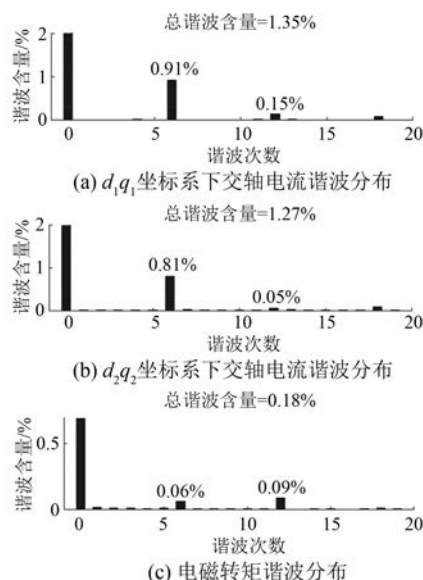


图7 加入死区的相移 30°双三相 PMSM 谐波分布

d_1q_1 坐标系下的交轴电流 6 次谐波含量为 0.91%, 12 次谐波含量为 0.15%, 总谐波含量为 1.35%。 d_2q_2 坐标系下的 q 轴电流 6 次谐波含量为 0.81%, 12 次谐波含量为 0.05%, 总谐波含量为 1.27%。可以看出, 与加入死区的同相位双三相 PMSM 相比, 同步旋转系下 q 轴电流 6 次谐波和总谐波含量明显增加, 12 次谐波含量变化不明显。电磁转矩 6 次谐波含量为 0.06%, 12 次谐波含量为 0.09%, 总谐波含量为 0.18%, 同样可看出电磁转矩 12 次谐波含量变化不大。但由于 q 轴 6 次谐波电流分量部分抵消, 电磁转矩 6 次谐波含量和总谐波含量明显减小。

由仿真结果可知, 双 $d-q$ 坐标系下相移 30°结构的双三相 PMSM 使电磁转矩 6 次谐波含量减小, 电机转矩脉动降低, 即死区时间对电机的谐波影响减弱。

4 结 语

本文以 EPS 系统中逆变器的死区效应为研究对象, 针对死区时间对 PMSM 电磁转矩谐波影响问题分析了同步旋转坐标系下三相 PMSM、双 $d-q$ 坐标系下同相位双三相 PMSM 和绕组相移 30°的双三相 PMSM 电流和转矩频谱, 并进行了仿真验证。结果表明: 绕组相移 30°的双三相 PMSM

可降低电磁转矩中的 6 次谐波含量, 使总谐波含量减小, 电机输出转矩更加平稳, 提升了死区时间影响下 EPS 系统的控制性能。

【参考文献】

- [1] 刘凯, 龚建伟, 陈舒平, 等. 高速无人驾驶车辆最优运动规划与控制的动力学建模分析[J]. 机械工程学报, 2018, 54(14): 141.
- [2] 赵景波, 周冰, 贝绍轶. 电动汽车 EPS 系统阻尼工况 Bang-Bang-PID 控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(11): 95.
- [3] 高一唱, 姚钢, 周荔丹, 等. 多相开路故障下的双三相 PMSM 统一容错控制策略[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(11): 94.
- [4] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316.
- [5] 霍思佳, 崔昊杨, 巨思远, 等. 基于改进自抗扰控制的非对称六相双永磁同步电机串联系统控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(2): 20.
- [6] REN Y, ZHU Z Q. Reduction of both harmonic current and torque ripple for dual three-phase permanent-magnet synchronous machine using modified switching-table-based direct torque control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6671.
- [7] 刘胜, 郭晓杰, 张兰勇. 六相永磁同步电机新型单向滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 22(10): 10.
- [8] 张俊洪, 赵镜红. 空间矢量逆变器死区分析及补偿[J]. 微特电机, 2005, 33(4): 90.
- [9] 刘雪骄. 基于逆变器非线性补偿的永磁同步电机参数辨识研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2018.
- [10] 薛诚, 宋文胜, 冯晓云. 双重 $d-q$ 空间下五相电压源逆变器空间矢量脉宽调制死区效应分析与补偿[J]. 电机与控制学报, 2017, 37(9): 2667.
- [11] 王高林, 于泳, 杨荣峰, 等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79.
- [12] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119.
- [13] 杨金波. 双三相永磁同步电机驱动技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.