

基于闭环电流平均值法的永磁同步电机 谐波抑制方法*

李生民^{1,2}, 肖亚敏^{1,2}, 梁吉宁^{1,2}, 孟琳^{1,2}

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048;

2. 陕西省复杂系统控制与智能信息处理重点实验室, 陕西 西安 710048)

摘要: 由于逆变器的非线性及永磁同步电机(PMSM)的气隙磁场畸变,在运行过程中 PMSM 定子电流中含有大量的谐波分量,导致电流波形发生畸变,从而引起较大的转矩脉动。针对传统谐波抑制方法采用低通滤波器(LPF)提取 5、7 次谐波分量,动态响应时间长,稳态误差大的问题,提出了闭环电流平均值法提取谐波分量。仿真结果表明,闭环电流平均值法可以提高系统的快速性和稳定性。将电流平均值法应用于 PMSM 谐波抑制系统,仿真结果表明:基于闭环电流平均值法的谐波电压注入法可以降低电流波形的畸变率及 5、7 次谐波含量。

关键词: 永磁同步电机; 矢量控制; 电流谐波; 坐标变换; 闭环电流平均值法

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)05-0051-07

Harmonic Current Suppression of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Closed-Loop Current Average Method*

LI Shengmin^{1,2}, XIAO Yamin^{1,2}, LIANG Jining^{1,2}, MENG Lin^{1,2}

(1. School of Automation & Information Engineering, Xi'an University of Technology,
Xi'an 710048, China;

2. Key Laboratory of Shaanxi Province for Complex System Control and Intelligent Information Processing,
Xi'an 710048, China)

Abstract: Due to the nonlinearity of the inverter and the air gap magnetic field distortion of permanent magnet synchronous motor (PMSM), the stator current contains a large amount of harmonic components during the operation of the PMSM, which caused the current waveform to be distorted, resulting in a large torque ripple. The traditional harmonic suppression method used low-pass filter (LPF) to extract the 5th and 7th harmonic components, so that the dynamic response time was long and the steady-state error was large. Aiming at this problem, the closed-loop current average method was proposed to extract the harmonic components. The simulation results showed that the current average method could improve the system's rapidity and stability. Applying the closed-loop current average method to the PMSM harmonic suppression system, the simulation results showed that the harmonic voltage injection method based on the closed-loop current average method could reduce the distortion rate of the current waveform and the 5th and 7th harmonics content.

Key words: permanent magnet synchronous motor; vector control; current harmonics; coordinate transformation; closed-loop current average method

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51177056)

作者简介: 李生民(1962—),男,博士,副教授,研究方向为智能化电器与工业综合自动化系统、新能源转换与智能控制。

0 引言

在交流驱动系统中,永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、效率高、调速范围宽、响应速度快等优点,被广泛应用于各种高性能调速系统,如电动以及混合动力汽车、风力发电系统、载人宇宙飞船等,相关技术也得到迅速发展。当PMSM以轻负载、低转速运行时,开关管的死区效应和管压降引起的时间谐波含量较大,可能会导致PMSM不能正常工作;当PMSM以重负载、高转速运行时,由于磁路饱和及齿槽效应的影响,气隙磁场发生畸变,产生较多的空间谐波,这些谐波分量会在电机的定子绕组以及铁心中产生附加损耗及转矩脉动,极易造成电机过热现象,降低了电机运行的稳定性和可靠性,不利于PMSM在高精度、大功率场合的应用^[1]。

针对PMSM存在的电流谐波,抑制方法主要分为两类:硬件设计方法和软件设计方法。

硬件设计方法分为两种:第一种从电机本体角度出发,优化设计电机结构,改善永磁体磁场分布,主要有斜槽斜极法、定转子磁路设计法、改善电机绕组分布法等^[2],但这些方法增加了电机设计的复杂性,增加了硬件加工成本;第二种是在逆变器的输出侧串联LC滤波电路,但是这种方法增大了硬件的体积和成本,此外,LC滤波电路容易发生串联谐振,反而会增大谐波含量。

软件设计方法从控制策略入手,针对逆变器死区时间和管压降等因素引起的5、7次谐波电流,采用软件改善电流波形。当前通过软件设计方法改善电流波形的主要方式有:时间补偿法、坐标变换法、比例谐振控制法、重复控制法等。文献[3-5]采用重复控制技术,能够有效地解决补偿精度问题,但重复控制存在一个基波周期的控制延时,这个周期中输出指令出现大幅度波动和畸变,系统的补偿性能变差。文献[6-7]基于谐振控制器在谐振频率点处的增益为无穷大,可以对谐振频率点处的正弦信号实现零稳态误差跟踪控制的特点,设计了一个谐振数字滤波器,通过谐振控制器产生6次谐波电压补偿信号,抵消电流环PI控制器输出电压中的谐波分量,实现对输出电压的数字滤波。文献[8-10]采用坐标变换的算法,通过低通滤波器(LPF)提取出电流中的各次谐波分量,但由于LPF在控制系统中通常等效为

一阶或一阶以上惯性环节,会导致各频次电流相位滞后,滤波效果不明显,并且系统检测时间较长,动态性能较差。文献[11]提出采用LPF构造闭环检测系统(CDS)来提取谐波,CDS可以减小LPF不能衰减的交流量,提高直流量检测的准确性,并且可以增强系统的抗干扰能力。文献[12]针对传统LPF获取谐波电流信号效果较差、检测系统的跟踪时间较长、动态性能较差的问题,提出采用电流平均值算法来提取5、7次谐波电流分量。文献[13]针对传统电流平均值算法要对电流进行周期为 T 的积分,导致一个周期延时的问题,提出将电流平均值法与LPF串联来检测谐波,从而提高了波形的检测精度和动态性能。

为了抑制电流谐波分量,本文提出了闭环电流平均值法来提取5、7次谐波。试验结果表明:该方法的响应速度快,动态性较好,并且稳态误差小,可以有效抑制谐波含量,提高电流波形的正弦度。

1 PMSM的谐波数学模型

PMSM稳态运行时的相电流中含有一系列谐波,其中5、7次谐波为主要成分。基波与同步旋转坐标系的定义如图1所示。

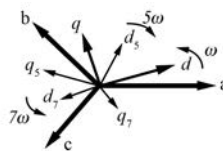


图1 同步旋转坐标系的定义

在三相静止坐标系下,基波矢量的旋转速度为 ω_e ,逆时针方向旋转;5次谐波矢量的旋转速度为 $5\omega_e$,顺时针方向旋转;7次谐波矢量的旋转速度为 $7\omega_e$,逆时针方向旋转。

在三相静止坐标系下,三相电流可以表示为

$$\begin{cases} i_a = i_1 \cos(\omega_e t + \theta_1) + \\ i_5 \cos(-5\omega_e t + \theta_5) + \\ i_7 \cos(7\omega_e t + \theta_7) + \dots \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_b = i_1 \cos\left(\omega_e t + \theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ i_5 \cos\left(-5\omega_e t + \theta_5 - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ i_7 \cos\left(7\omega_e t + \theta_7 - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_c = i_1 \cos\left(\omega_e t + \theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ i_5 \cos\left(-5\omega_e t + \theta_5 + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ i_7 \cos\left(7\omega_e t + \theta_7 + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_1, i_5, i_7 ——基波和 5、7 次谐波的电流幅值;

$\theta_1, \theta_5, \theta_7$ ——基波和 5、7 次谐波电流的初始相位角。

三相静止坐标系与基波 dq 轴系之间的变换矩阵为

$$T_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\omega_e t & -\sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4)$$

利用 abc/dq 变换, 将三相电流变换到基波 dq 坐标系下, 可得:

$$\begin{cases} i_d = i_1 \cos\theta_1 + i_5 \cos(-6\omega_e t - \theta_5) + \\ i_7 \cos(6\omega_e t + \theta_7) + \dots \\ i_q = i_1 \sin\theta_1 + i_5 \sin(-6\omega_e t - \theta_5) + \\ i_7 \sin(6\omega_e t + \theta_7) + \dots \end{cases} \quad (5)$$

基波 dq 轴系转换到 5 次谐波 dq 轴系的变换矩阵如下:

$$T_{dq/5dq} = \begin{bmatrix} \cos(-6\omega t) & \sin(-6\omega t) \\ -\sin(-6\omega t) & \cos(-6\omega t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

利用式(6), 将基波 dq 坐标系下的电流方程式(5)变换到 5 次谐波 dq 坐标系下, 可得:

$$\begin{cases} i_d = i_5 \cos\theta_5 + i_1 \cos(6\omega t + \theta_1) + \\ i_7 \cos(12\omega t + \theta_7) + \dots \\ i_q = i_5 \sin\theta_5 + i_1 \sin(6\omega t + \theta_1) + \\ i_7 \sin(12\omega t + \theta_7) + \dots \end{cases} \quad (7)$$

基波 dq 轴系转换到 7 次谐波 dq 轴系的变换矩阵如下:

$$T_{dq/7dq} = \begin{bmatrix} \cos(6\omega t) & \sin(6\omega t) \\ -\sin(6\omega t) & \cos(6\omega t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

利用式(8), 将基波 dq 坐标系下的电流方程式(5)变换到 7 次谐波 dq 坐标系下, 可得:

$$\begin{cases} i_d = i_7 \cos\theta_7 + i_1 \cos(-6\omega t + \theta_1) + \\ i_5 \cos(-12\omega t + \theta_5) + \dots \\ i_q = i_7 \sin\theta_7 + i_1 \cos(-6\omega t + \theta_1) + \\ i_5 \cos(-12\omega t + \theta_5) + \dots \end{cases} \quad (9)$$

由式(5)可知, 在基波 dq 坐标系下, 基波变成了直流分量, 而 5、7 次谐波均转化为了 6 次交流分量。由式(7)可知, 在 5 次谐波 dq 旋转坐标系下, 5 次谐波变成了直流分量, 基波和 7 次谐波变成了交流分量。由式(9)可知, 在 7 次谐波 dq 旋转坐标系下, 7 次谐波变成了直流分量, 基波和 5 次谐波变成了交流分量。

2 PMSM 谐波抑制策略

控制策略中通常采用 LPF 来提取电流中的 5、7 次谐波直流分量。LPF 提取直流分量的框图如图 2 所示。

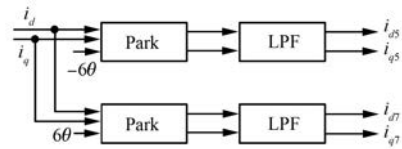


图2 LPF 提取直流分量框图

在 PMSM 全速运行时, 传统 LPF 滤波效果不明显, 且检测系统的跟踪时间较长, 动态性能差。为了提高系统的检测精度, 采用闭环电流平均值法来代替传统 LPF 器。

平均值法的原理图如图 3 所示, 包括积分模块、延迟模块、除法模块等 3 个部分。

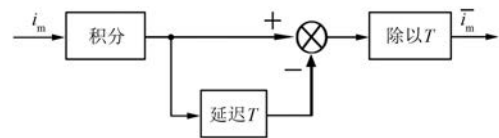


图3 电流平均值法原理图

延迟模块的值比积分模块的值延迟了 T , 设某一个时刻为 t_1 , 电流 i_m 经过积分模块、延迟模块作差后在 $[t_1 - T, t_1]$ 积分。如果将 T 取为基波电流的周期 (或者周期的整数倍), 那么交流分量在 T 时间内的积分为零, 再除以 T 可得电流的直流分量 $\bar{i}_m$:

$$\bar{i}_m = \frac{1}{T} \int_{t_1-T}^{t_1} i_m dt \quad (10)$$

为了提高检测精度并增强系统的抗干扰能力,设计了闭环系统。电流平均值法提取直流分量的框图如图4所示。

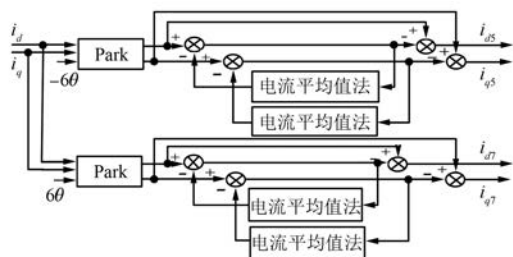


图4 电流平均值法提取直流分量框图

谐波电压计算模块框图如图5所示。控制目标 $i_{d5}^* = i_{q5}^* = i_{d7}^* = i_{q7}^* = 0$ 。由于 d 、 q 轴电感量 L_d 、 L_q 难以测量,同时其电感值因温度变化、磁场饱和等因素为时变的,工程上常利用PI调节器对参数的不敏感性直接进行调节,再通过反Park变换将电压换算到两相旋转坐标系下,使基波和5、7次谐波具有相同的参考系,所得的补偿量与反馈量相加作为空间矢量脉宽调制(SVPWM)的输入。

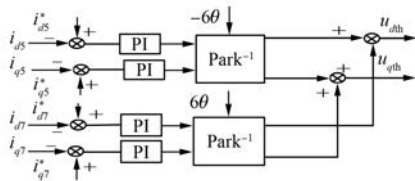


图5 谐波电压计算模块框图

PMSM谐波抑制系统框图如图6所示。采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,矢量控制系统包括转子位置检测、Clarke变换、Park变换、PI调节、SVPWM计算及功率驱动模块。谐波电压抑制单元包括电流平均值法提取谐波电流直流分量模块和补偿电压计算模块。

3 仿真波形对比

为了验证电流平均值法的有效性,在MATLAB/Simulink中进行仿真验证,给定基波和5、7次谐波的幅值分别为10、2、1 A,基波和5、7次频率分别为50、250、350 Hz。经过坐标变换后分别采用LPF和闭环电流平均值法提取5、7次谐波直流分量,仿真结果如图7、图8所示。

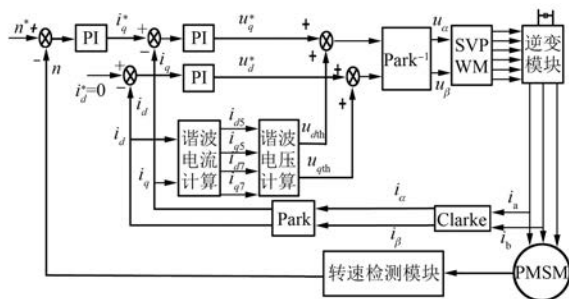


图6 PMSM谐波抑制系统框图

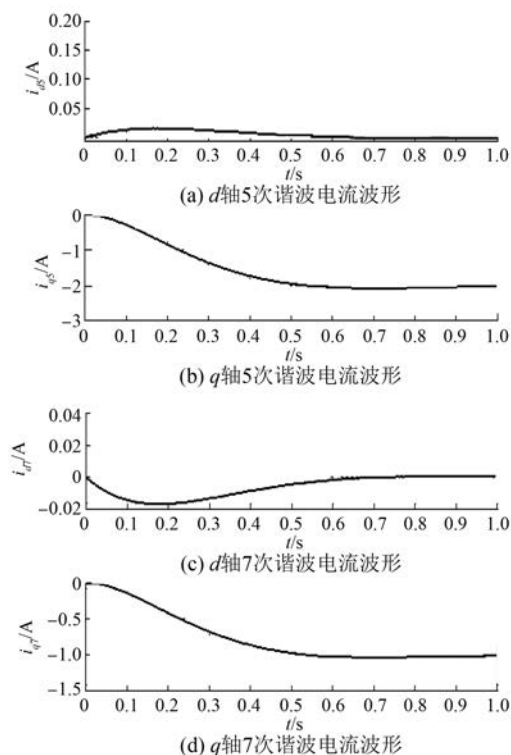


图7 LPF提取的5、7次谐波电流波形

由图7可以看出,采用LPF提取5、7次谐波直流分量时, i_{d5} 在0.6 s后趋近于0 A, i_{q5} 在0.6 s后趋近于-2 A; i_{d7} 在0.6 s后趋近于0 A, i_{q7} 在0.6 s后趋近于-2 A。由图8可以看出,采用电流平均值法提取5、7次谐波直流分量时, i_{d5} 在0.02 s达到0 A, i_{q5} 在0.02 s达到-2 A; i_{d7} 在0.02 s达到0 A, i_{q7} 在0.02 s达到-1 A。对比以上波形可以得出,采用LPF提取5、7次谐波电流直流分量,调节时间较长,稳态误差较大;采用电流平均值算法,调节时间是一个基波周期(0.02 s),稳态误差为零。

为了验证谐波抑制算法的可行性,在MATLAB/Simulink试验平台上建立仿真模型进行

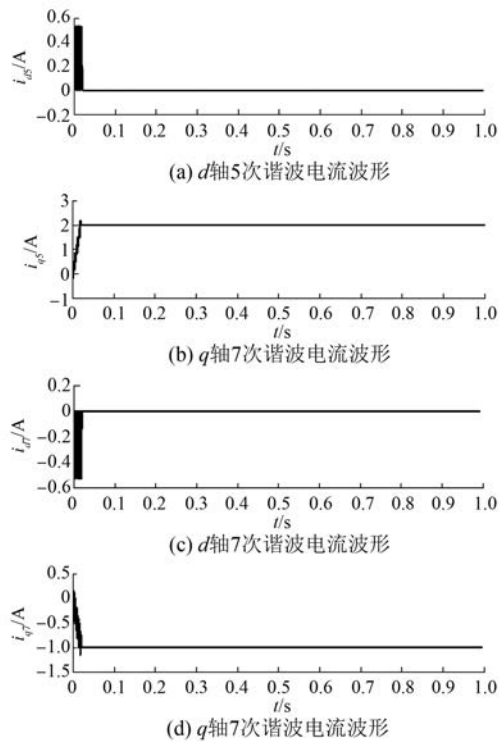


图8 电流平均值法提取的5、7次谐波电流

研究。逆变器和 PMSM 仿真参数分别如表 1 和表 2 所示。

表 1 逆变器仿真参数

参数名称	参数值
PWM 载波频率/kHz	20
IGBT 开通时间 $t_{on}/\mu s$	1
IGBT 关断时间 $t_{off}/\mu s$	2
死区时间 $t_d/\mu s$	5
IGBT 管压降/V	2
反并联二极管管压降/V	1

表 2 PMSM 仿真参数

参数名称	参数值
额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	2 500
额定转矩 $T_{em}/(N \cdot m)$	10
极对数 p	4
定子电阻 R_s/Ω	1.3
直轴电感 L_s/mH	0.825
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175

给定转速 $n^* = 500 \text{ r/min}$, 负载转矩 $T =$

2 N·m 时的仿真波形及频谱如图9~图 11 所示。

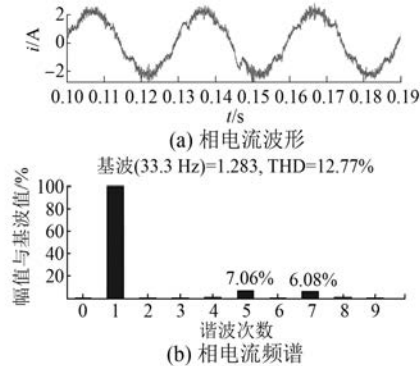


图 9 不加电压补偿算法仿真结果

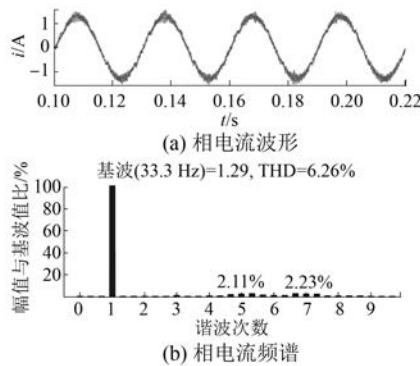


图 10 基于低通滤波器的电压注入法仿真结果

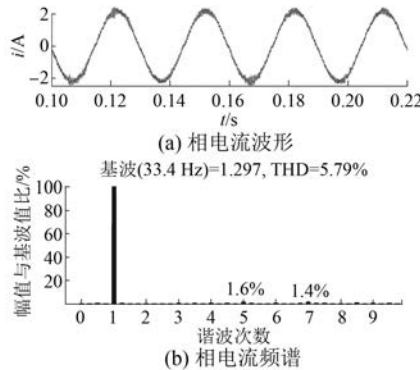


图 11 基于闭环电流平均值法的电压注入法仿真结果

由图 9 可以看出,加入算法前相电流的 THD=12.77%,其中 5、7 次谐波的含量分别为 7.06%、6.08%,相电流畸变比较严重。由图 10 可以看出,采用基于低通滤波器的电压注入法,相电流的 THD= 6.26%,其中 5、7 次谐波的含量分别为 2.21%、2.23%,相电流的正弦度得到了提高。由图 11 可以看出,采用基于闭环电流平均值法的电

压注入法,相电流的 THD=5.79%,其中 5、7 次谐波的含量分别为 1.6%、1.4%,相电流波形更加平滑。由此可以得出,中速轻载时,基于坐标变换的谐波抑制算法可以有效地降低定子电流谐波的含量。

4 试验验证

为了验证所提出的电流闭环平均值法的有效性,在 PMSM 系统试验平台进行验证。PMSM 试验平台如图 12 所示。PMSM 和逆变器参数与仿真参数相同。当给定转速 $n^* = 500 \text{ r/min}$ 空载时,采用不同控制策略的电流波形如图 13~图 15 所示。

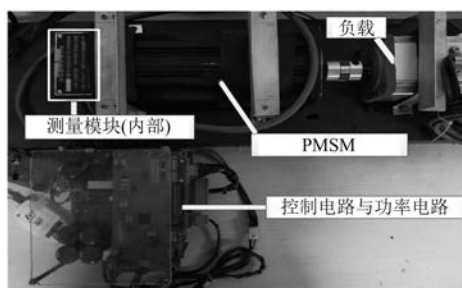


图 12 PMSM 系统实验平台

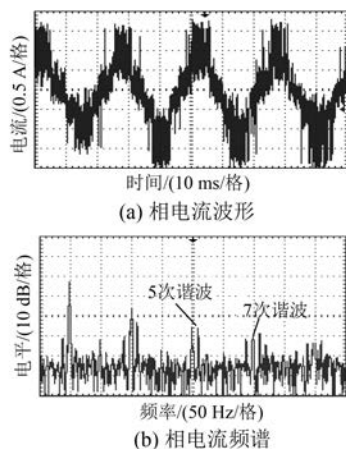


图 13 不加电压补偿算法试验结果

由图 13 可以看出,加入算法前相电流波形畸变比较严重,其中 5、7 次谐波的含量分别为 34、30 dB。由图 14 可以看出,基于低通滤波器的电压注入法,相电流的正弦度得到了提高,其中 5、7 次谐波的含量分别为 26、28 dB。由图 15 可以看出,采用基于闭环电流平均值法的电压注入法相电流波形更加平滑,其中 5、7 次谐波的含量分别为 22、24 dB。由此可以得出,基于闭环电流平均

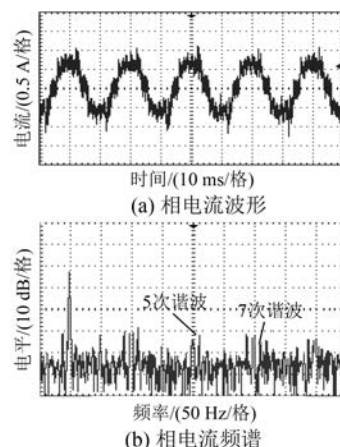


图 14 基于低通滤波器的电压注入法试验结果

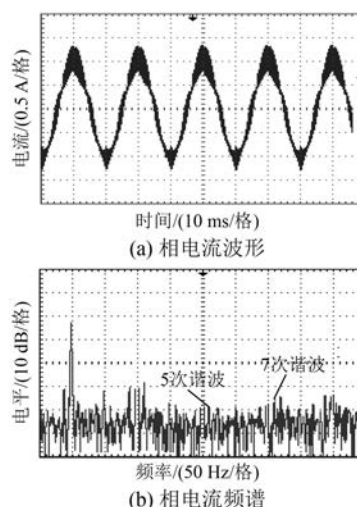


图 15 基于闭环电流平均值法的电压注入法试验结果

值法的电压注入法可以有效地降低 5、7 次谐波含量。

5 结 语

为了抑制 PMSM 运行过程中含量较多的 5、7 次谐波,本文提出了坐标变换与闭环电流平均值法相结合的控制方法。通过不同旋转坐标系变换,将 5、7 次谐波电流交流量转化成直流量,分别采用 LPF 和闭环电流平均值法提取相电流中的 5、7 次谐波直流分量。仿真结果表明:电流平均值法的快速性较好,稳态误差较小。在原有矢量控制的基础上,将提取的谐波分量前馈到系统中进行补偿,试验结果表明:该方法可以有效降低定子电流谐波含量,抑制 5、7 次谐波电流,提高波形

的正弦度。

【参考文献】

- [1] 代攀. 永磁同步电机电流环谐波抑制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 111-123.
- [3] GARCIA-CERRADA A, PINZON-ARDILA O, FELIU-BATTLLE V, et al. Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 237.
- [4] 周娟, 秦静, 王子绩, 等. 内置重复控制器无差拍控制在有源滤波器中的应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 233.
- [5] 蒋美娜, 马晓春, 孙占龙, 等. 重复控制下指定次谐波电流控制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(1): 133.
- [6] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 41.
- [7] 李毅拓, 陆海峰, 瞿文龙, 等. 基于谐振调节器的永磁同步电机电流谐波抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 423.
- [8] 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.
- [9] 韩维敏, 罗湘运, 李世军. 基于前馈补偿的永磁同步电机谐波抑制方法[J]. 控制工程, 2016, 23(2): 284.
- [10] 刘刚, 张强, 毛琨. 基于电压注入的高速永磁电机谐波电流抑制方法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(7): 8.
- [11] LIU G, CHEN B, WANG K, et al. Selective current harmonic suppression for high-speed PMSM based on high-precision harmonic detection method[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, doi: 10.1109/TII.2018.2873652.
- [12] 王臻. 永磁同步电动机矢量控制系统指定次谐波分析与抑制研究[D]. 郑州: 郑州大学, 2018.
- [13] 李水祥, 胡啸宇, 王茜. 基于改进电流平均值法的谐波检测技术研究[J]. 华中师范大学学报(自然科学版), 2016, 50(4): 510.

收稿日期: 2018-12-18

(上接第 29 页)

- [2] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [3] 张宝强. 基于有限元方法的永磁同步电机等效电路参数计算[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2008.
- [4] 王艾萌, 魏亮, 李和明. 考虑磁路交叉饱和的内置式永磁同步电动机调速控制[J]. 微特电机, 2010, 38(3): 42.
- [5] 诸自强, 褚文强. 冻结磁导率先进技术及其在高性能电机研发中的应用[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 13.
- [6] 李亚洲. 永磁同步电机电抗参数的研究[D]. 济南: 山东大学, 2012.
- [7] 肖玉坤, 戴正文, 邹琳, 等. 永磁电机交、直流电感特性有限元分析[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2018, 41(9): 1196.
- [8] 陆海斌, 胡粤华, 杨蒙蒙. 永磁同步电机交直轴同步电抗参数仿真[J]. 汽车电器, 2017(9): 33.
- [9] 符荣. 电动客车永磁同步电机设计与参数研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2015.
- [10] GIERAS J F. Permanent magnet motor technology design and applications[M]. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [11] 宁杰, 王晓宇, 贾建国, 等. 混合励磁永磁发电机电抗参数研究[J]. 电机与控制应用, 2008, 45(6): 72.
- [12] 高景德, 王祥珩, 李发海. 交流电机及其系统分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.

收稿日期: 2019-02-20