

基于级联型 SOGI 的永磁同步电机谐波电流抑制方法研究^{*}

李生民^{1,2}, 梁吉宁^{1,2}, 肖亚敏^{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: 伺服驱动器由于具有很强的非线性, 导致永磁同步电机(PMSM)的定子电流中含有大量的高次谐波并且引发较大的转矩脉动。针对这一问题, 提出基于级联型二阶广义积分器(SOGI)的谐波抑制方法, 将级联型 SOGI 与电流环 d 、 q 轴的 PI 控制器并联, 利用级联型 SOGI 提取 d 、 q 轴电流中的 6 次谐波分量, 并将其注入到 PI 控制器的输出电压中, 从而抵消参考电压中的谐波。仿真结果表明: 采用基于级联型 SOGI 的电压补偿法进行谐波抑制, 电流波形的畸变得到了明显改善, 证明了所提算法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 电流谐波; 谐波电压补偿; 级联型二阶广义积分器

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)08-0031-06

Current Harmonics Suppression Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Cascaded Second-Order Generalized Integrator^{*}

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

(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;
2. Shaanxi Key Laboratory of Complex System Control and Intelligent Information Processing, Xi'an 710048, China)

Abstract: Due to the strong nonlinearity of the servo drive, the stator current of permanent magnet synchronous motor (PMSM) contained a large number of higher harmonics and caused a large torque ripple. To solve this problem, a harmonic suppression method based on cascaded second-order generalized integrator (SOGI) was proposed. Cascaded SOGI was parallel to current loop d - q axis PI controllers. The sixth harmonic component of d - q axis current was extracted by cascaded SOGI and injected into the output voltage of PI controllers, which could offset the harmonic in reference voltage. The simulation results showed that the distortion of current waveform had been greatly reduced by using voltage compensation method based on cascaded SOGI, which confirmed the effectiveness of the algorithm.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); current harmonics; harmonic voltage compensation; cascaded second-order generalized integrator

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)交流伺服系统适用于对精度要求较高的驱动场合, 这些场合要求电机的定子电流波形平滑度高、转矩脉动小。但由于

逆变器具有较强的非线性并且 PMSM 运行时气隙磁场会产生畸变, 导致 PMSM 的定子电流中含有大量的高次谐波, 引发较大的转矩脉动。因此, 研究抑制电流谐波的控制策略, 提高控制系统的性能具有非常重要的意义^[1]。

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51607142)

作者简介: 李生民(1962—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制。

针对 PMSM 中存在的电流谐波,目前主要通过软件设计方法来抑制谐波分量。软件设计方法主要包括:时间补偿法、电压补偿法、重复控制法。

目前,电压补偿法受到广泛关注。文献[2-3]利用低通滤波器(LPF)提取高次谐波分量,计算谐波电压补偿值并叠加到参考电压中,但 LPF 一般等效为一阶或以上阶次的惯性环节,会导致电流相位产生滞后现象。文献[4-5]提出基于 LPF 的闭环检测系统(CDS)来提取谐波,结果表明闭环检测系统具有比开环系统更高的检测精度和抗干扰能力。文献[6-7]针对 LPF 易受截止频率及阶数影响导致调节时间较长、动态性能较差的问题,采用电流平均值算法代替 LPF 来提取 5、7 次谐波分量,经检测,结果稳定、动态响应速度快,并且易于通过数字实现。

近年来,由于谐振控制器能够无静差跟踪正弦交流信号,已被应用在并网逆变器^[8]、无功补偿器^[9]、变流器^[10]等抑制谐波的控制系统中,采用谐振控制器提取出谐波分量并计算电压补偿值。文献[11-13]将谐振控制器与电流环 PI 控制器并联,补偿电流环输出电压中的谐波成分,从而降低电流波形畸变率。文献[14]将谐振控制器与电流环 PI 控制器串联,利用谐振控制器产生补偿电压,从而改善定子电流波形并抑制转矩脉动。文献[15]利用准谐振控制器提取出并网点电压中的谐波成分,引入到前馈补偿环节。文献[16]提出了比例积分谐振谐波抑制策略,对电流谐波及转矩脉动有较好的抑制效果。文献[17]指出谐振控制器的实质是带通二阶广义积分器(SOGI),针对比例微分前馈控制造成谐波放大的问题,提出了基于多谐振控制器的前馈控制策略,有效地减小了输出电压谐波。文献[18]指出当输入信号含有多种频率相近的信号时,仅用单个 SOGI 提取特定频率的正弦信号将会存在一定的误差,通过多个 SOGI 并联的方式来提取基波或各次谐波,可以有效地提高控制精度。

本文对电压补偿算法进行了深入的研究,提出了基于级联型 SOGI 的电压补偿算法,将电流环 PI 控制器与级联型 SOGI 并联,利用 SOGI 提取出 d 、 q 轴电流中的 6 次谐波分量注入 PI 控制器的输出电压,以抵消电机运行时 d 、 q 轴参考电压中的谐波分量,从而降低定子电流中的 5、7 次

谐波,改善电流波形。

1 PMSM 谐波数学模型

PMSM 稳态运行时相电流中含有一系列谐波,其中 5、7 次谐波为主要成分。各次同步旋转坐标系示意图如图 1 所示。在 abc 坐标系下,基波的旋转速度为 ω_e ,逆时针方向旋转;5 次谐波的旋转速度为 $5\omega_e$,与基波旋转方向相反;7 次谐波的旋转速度为 $7\omega_e$,与基波旋转方向相同。

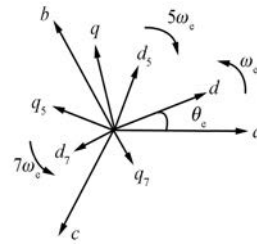


图 1 各次同步旋转坐标系示意图

在 abc 坐标系下,三相电流可以表示为

$$\begin{cases} i_a = i_1 \cos(\omega_e t + \theta_1) + \\ \quad i_5 \cos(-5\omega_e t + \theta_5) + \\ \quad i_7 \cos(7\omega_e t + \theta_7) + \dots \\ i_b = i_1 \cos(\omega_e t + \theta_1 - 2\pi/3) + \\ \quad i_5 \cos(-5\omega_e t + \theta_5 - 2\pi/3) + \\ \quad i_7 \cos(7\omega_e t + \theta_7 - 2\pi/3) + \dots \\ i_c = i_1 \cos(\omega_e t + \theta_1 + 2\pi/3) + \\ \quad i_5 \cos(-5\omega_e t + \theta_5 + 2\pi/3) + \\ \quad i_7 \cos(7\omega_e t + \theta_7 + 2\pi/3) + \dots \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_1, i_5, i_7 ——基波和 5、7 次谐波的电流的幅值;

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

ω_e ——电机的电角速度。

三相静止坐标系与基波 dq 轴系之间的变换矩阵:

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

利用 abc/dq 变换,将三相电流变换到基波 dq

坐标系下,可得:

$$\begin{cases} i_d = i_1 \cos \theta_1 + i_5 \cos(-6\omega_e t - \theta_5) + \\ i_7 \cos(6\omega_e t + \theta_7) + \dots \\ i_q = i_1 \sin \theta_1 + i_5 \sin(-6\omega_e t - \theta_5) + \\ i_7 \sin(6\omega_e t + \theta_7) + \dots \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知,在基波 dq 坐标系下,基波变成了直流分量,而 5、7 次谐波转化为 6 次交流量。不同的是 5 次谐波转换成负序分量,7 次谐波转换成正序分量。

2 SOGI 的谐波抑制原理

6 次谐波分量属于正弦交流量,正弦信号的拉普拉斯变换为 $s/(s^2 + \omega^2)$,PI 控制器不含正弦信号的内模,无法实现对正弦信号的跟踪控制;SOGI 含有正弦信号的内模,因此可选用 SOGI 来消除正弦信号带来的稳态误差。

SOGI 结构图如图 2 所示。

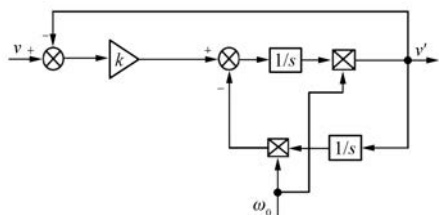


图 2 SOGI 结构图

SOGI 的传递函数如式(4)所示:

$$D_1(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4)$$

由式(4)可得 SOGI 的幅频特性和相频特性:

$$\begin{cases} |D_2| = \frac{k\omega_0 \omega}{\sqrt{(k\omega_0 \omega)^2 + (\omega^2 - \omega_0^2)^2}} \\ \angle D_2 = \arctan \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{k\omega_0 \omega} \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,当输入信号频率 $\omega = \omega_0$ 时, SOGI 的输出信号 v' 与输入信号 v 具有相同的相位和幅值,输出信号将会无静差跟踪输入信号。改进型 SOGI 的品质因数与输入信号频率 ω_0 无关。因此,输入信号频率不会影响系统的动态特性。

图 3 所示为 SOGI 波特图。从图 3 可以看出, SOGI 的通带较宽,对频率的依赖性不强,但是当

$k > 1$ 时,带宽过大,导致系统的选频特性受到影响。

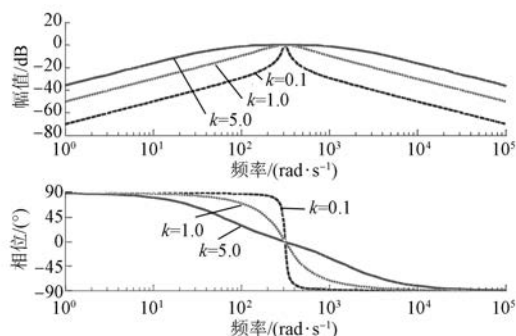


图 3 SOGI 波特图

为了提高系统的选频特性,构造了级联型 SOGI。图 4 所示为级联型 SOGI 结构图。

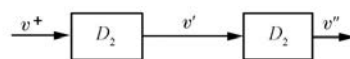


图 4 级联型 SOGI 结构图

级联型 SOGI 传递函数如式(6)所示:

$$D_3(s) = \frac{v''}{v} = \frac{k^2 \omega_0^2 s^2}{s^4 + 2k\omega_0 s^3 + (2\omega_0^2 + k^2 \omega_0^2) s^2 + 2k\omega_0^3 s + \omega_0^4} \quad (6)$$

图 5 和图 6 所示分别为 $k=0.1$ 和 $k=1.0$ 时,改进型 SOGI 和级联型 SOGI 的波特图。从图 5 和图 6 可以看出,相较于改进型 SOGI,级联型 SOGI 对谐振点以外其他频率处的幅值衰减作用更强,因此级联型 SOGI 的滤波效果更好;并且由于级联型 SOGI 的带宽稍小于改进型 SOGI 的带宽,因此其选频特性更好。

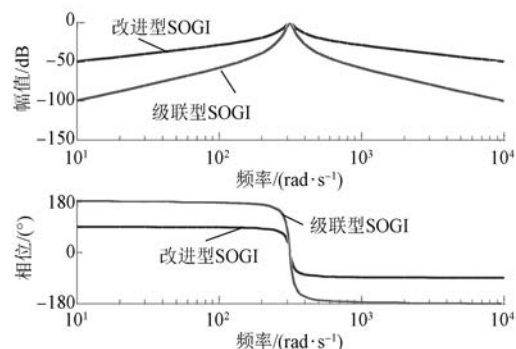
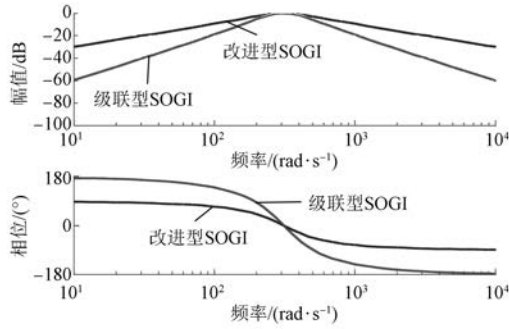


图 5 $k=0.1$ 时改进型 SOGI 和级联型 SOGI 波特图

图6 $k=1.0$ 时改进型 SOGI 和级联型 SOGI 波特图

3 级联型 SOGI 谐波抑制方法

以 d 轴为例,建立 PMSM 电流环控制系统的等效模型,为了抑制 d 轴的电流谐波,采用 PI 调节器与 SOGI 并联的方式。基于级联型 SOGI 的复合控制框图如图 7 所示。PMSM 一般等效为一阶系统, L 、 R 分别为 PMSM 的等效电感、等效电阻, i_d^* 、 i_d 分别代表电流的给定值和输出值。图 7 中将逆变器非线性和参数变换引起的 6 次谐波看作扰动 $z(\theta)$, ω_0 为 6 倍电机角速度。假设输入为阶跃信号,正弦干扰信号如式 (7) 所示:

$$z(\theta) = \sin(\omega_0 t) \quad (7)$$

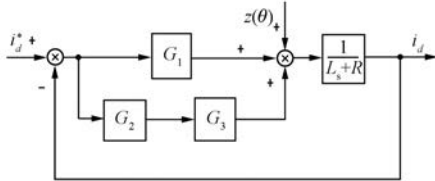


图7 基于级联型 SOGI 的复合控制框图

根据图 7 可得系统的开环传递函数:

$$G_k(s) = \frac{i_d}{i_d^* - i_d} = (G_1 + G_2 G_3) \cdot \frac{1}{L_s + R} \quad (8)$$

其中: $G_1 = k_p + \frac{k_i}{s}$; $G_2 = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2}$; $G_3 = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}$ 。

当扰动信号为正弦信号即 $z(\theta) = \sin(\omega_0 t)$ 时,系统的稳态误差传递函数为:

$$G_z(s) = - \frac{1}{1 + G_k(s)} \cdot \frac{1}{L_s + R} =$$

$$\frac{1}{L_s + R + G_1 + G_2 G_3} \quad (9)$$

根据式 (9) 可得系统在正弦扰动信号下的稳态误差函数:

$$E_z(s) = G_z(s) \cdot z(s) = \frac{1}{L_s + R + G_1 + G_2 G_3} \cdot \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

根据式 (10) 可得系统在正弦扰动信号下的稳态误差:

$$e_{ss1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E_z(s) = 0 \quad (11)$$

由式 (11) 可以看出,基于级联型 SOGI 的复合控制在正弦扰动信号下的稳态误差为零,由此可以采用级联型 SOGI 消除电流环中的 6 次谐波分量。

图 8 所示为基于级联型 SOGI 的电压补偿算法矢量控制系统框图。 d 、 q 轴 PI 控制器分别并联一个级联型 SOGI,利用级联型 SOGI 提取出电流偏差中的谐波分量,将计算得到的补偿电压 u_{dh} 、 u_{qh} 叠加入参考电压 u_d^* 、 u_q^* ,从而抵消参考电压中的谐波分量。

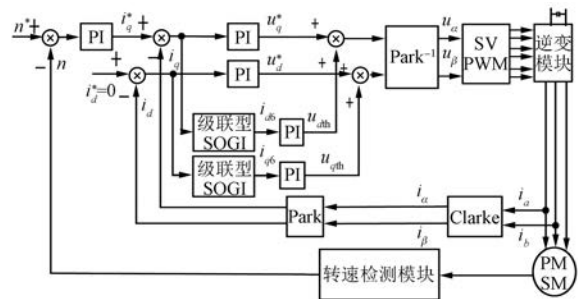


图8 基于级联型 SOGI 的电压补偿法矢量控制系统框图

4 仿真波形对比

为了验证级联型 SOGI 的电压补偿算法的可行性,在 MATLAB/Simulink 中搭建基于级联型 SOGI 的谐波抑制策略的 PMSM 矢量控制系统仿真模型。具体参数为:定子电阻 $R_s = 1.3 \Omega$, d 、 q 轴电感 $L_d = L_q = 5.25 \text{ mH}$,极对数 $p = 4$,永磁体磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$,PWM 载波频率为 20 kHz ,IGBT 开通时间 $t_{on} = 1 \mu\text{s}$ 、关断时间 $t_{off} = 2 \mu\text{s}$ 、死区时间 $t_d = 5 \mu\text{s}$ 。

仿真时不考虑转子永磁体磁场对电流的影响,通过设置死区时间和管压降可以降低定子电

流中谐波分量,因此通过设置死区时间和管压降就可以验证所提算法的有效性。给定转速 $n^* = 500 \text{ r/min}$, 负载转矩 $T = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 进行试验分析。

图 9 所示为不加电压补偿算法时的 d 、 q 轴 SOGI 输入输出电流波形,此时 SOGI 的输出不参与作用。从图 9 可以看到,SOGI 能够准确地跟踪 d 、 q 轴的 6 次谐波,证明 SOGI 能将 d 、 q 轴中的谐波分量提取出来,该算法的设计可行。

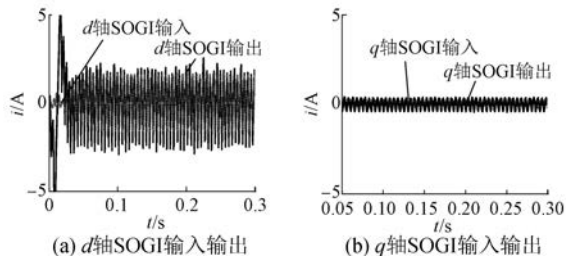


图 9 不加电压补偿算法时 d 、 q 轴 SOGI 输入输出电流波形

图 10 所示为加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法时的 d 、 q 轴 SOGI 输入输出电流波形。此时 SOGI 的输出信号被补偿到参考电压中。与图 9 相比, d 、 q 轴电流谐波分量明显减小,SOGI 输出接近为零,表明加入的电压补偿算法可以有效地抑制谐波分量。

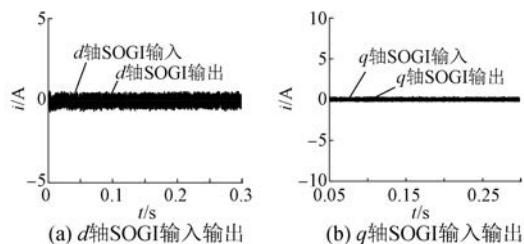


图 10 加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法时的 d 、 q 轴 SOGI 输入输出电流波形

不加电压补偿算法和加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法时的 d 、 q 轴电流波形如图 11 和图 12 所示。从图 11 可以看出, d 轴电流在 $-1 \sim 1 \text{ A}$ 之间波动, q 轴电流在 $4.7 \sim 5.2 \text{ A}$ 之间波动,电流波动范围较大。从图 12 可以看出, d 轴电流在 $-0.5 \sim 0.5 \text{ A}$ 之间波动, q 轴电流在 $4.8 \sim 5.1 \text{ A}$ 之间波动,电流波动范围较小。由此可以得出结论:基于级联型 SOGI 的电压补偿法可以有效抑制 d 、 q 轴电流中的谐波分量。

不加电压补偿算法和加入基于级联型 SOGI

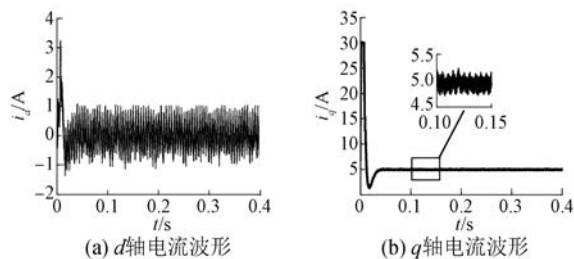


图 11 不加电压补偿算法的 d 、 q 轴 SOGI 输入输出电流波形

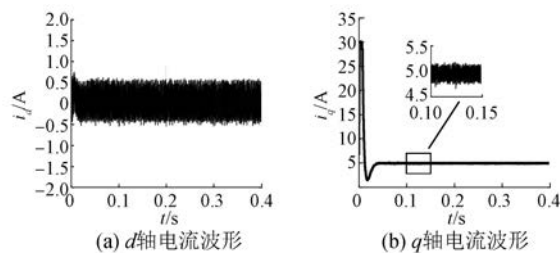


图 12 加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法时的 d 、 q 轴电流波形

的电压补偿法时的电流和转矩波形的对比如图 13、图 14 所示。从图 13 可以看出,不加电压补偿算法时,电流“毛刺”较多,加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法后,相电流波形得到了明显改善,正弦度较高。由此验证了基于级联型 SOGI 的电压补偿算法可以有效地降低电流谐波含量。从图 14

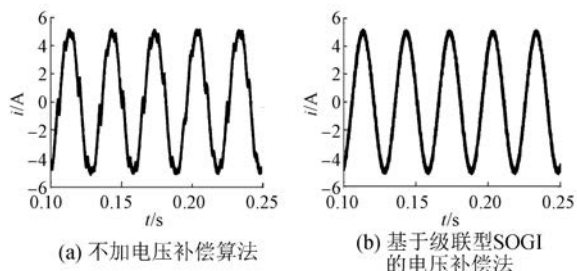


图 13 电流波形对比

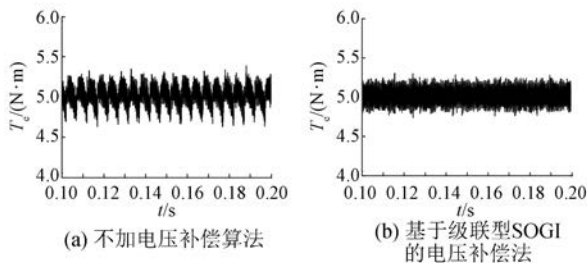


图 14 转矩波形对比

可以看出,加入电压补偿算法前的转矩脉动较大,加入基于级联型 SOGI 的电压补偿法后,转矩脉动幅值明显降低。由此验证了基于级联型 SOGI 的电压补偿算法可以有效地降低转矩脉动幅值。

5 结 语

为了抑制 PMSM 定子电流中的 5、7 次谐波,本文在矢量控制的基础上,将级联型 SOGI 与电流环 d 、 q 轴的 PI 控制器并联,利用级联型 SOGI 提取 dq 轴电流中的 6 次谐波分量,并将其注入 PI 控制器的输出电压,从而抵消参考电压中的谐波。仿真结果表明:采用基于级联型 SOGI 的电压补偿算法后,定子电流中的谐波及转矩脉动幅值得到了有效地抑制,提高了电流波形的正弦度,验证了该算法的有效性。

【参考文献】

- [1] 王硕,康劲松,钟再敏,等.电动汽车用永磁同步电机转矩脉动抑制方法综述[J].电源学报,2016,14(5): 24.
- [2] 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.
- [3] 王硕,王旭东,金宁治,等.电动车用永磁同步电机定子谐波优化控制[J].哈尔滨理工大学学报,2018,23(5): 62.
- [4] 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.
- [5] 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, 2019, 15(6): 3457.
- [6] 艾永乐,许增渊,李向前,等.基于 i_p - i_q 改进的谐波和有功电流检测研究[J].电子测量与仪器学报,2018,32(2): 172.
- [7] 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.
- [8] 雷亚雄,李建文,李永刚.基于准 PR 调节器电流双闭环 LCL 三相并网逆变器控制[J].电力系统保护与控制,2014,42(12): 44.
- [9] 杨昆,谢川,陈国柱.基于频率自适应谐振控制器的静止无功发生器电流控制[J].电工技术学报,2014,29(8): 248.
- [10] 张馨予,张钢,钱江林,等.具有低次谐波抑制能力的 PIR 控制器设计[J].电工技术学报,2016,31(增刊2): 19.
- [11] 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.
- [12] 龙熹,陈敏,彭国荣,等.基于比例多谐振控制的直驱永磁风力发电系统谐波抑制研究[J].可再生能源,2016,34(9): 1314.
- [13] 孙素娟,王瑞.基于谐振控制器的双馈风电机组谐波抑制技术[J].电力电子技术,2015,49(12): 109.
- [14] 张海洋,许海平,方程,等.基于谐振数字滤波器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J].中国电机工程学报,2018,38(4): 1222.
- [15] 谢震,李梦杰,张兴,等.基于下垂并网的双馈风力发电机谐波电压抑制策略[J].中国电机工程学报,2018,38(17): 5228.
- [16] 王贺超,夏长亮,阎彦,等.基于谐振控制的表贴式永磁同步电机弱磁区电流谐波抑制[J].电工技术学报,2014,29(9): 83.
- [17] 苗德根,侯世英,王永胜,等.抑制恒压恒频逆变器输出电压谐波的改进前馈策略[J].电网技术,2018,42(10): 3361.
- [18] 唐晓,庞金虎,迟诚,等.带谐波抑制的新型异步电机无功补偿控制策略[J].电机与控制应用,2018,45(10): 29.

收稿日期: 2019-04-11

【主要栏目】

- | | | |
|--------------|-----------|-------------|
| · 控制与应用技术 | · 研究与设计 | · 故障诊断与保护 |
| · 新能源发电与局域电网 | · 新能源汽车技术 | · 发电机组及其控制 |
| · 测试技术与测控系统 | · 材料与工艺 | · 电机生产及质量管理 |
| · 电力电子变流器技术 | · 智能制造 | · 节能应用 |