

基于自适应陷波器的永磁牵引电机死区 补偿方法研究*

刘小俊

(南京交通职业技术学院 运输管理学院, 江苏 南京 211100)

摘要: 在列车牵引逆变器中, 为了防止上、下开关管同时导通, 通常会在导通时间中加入死区时间。这会使牵引电机产生 5、7 次电流谐波。显然, 研究如何抑制该谐波是非常有必要的。首先分析了死区时间引起的 5、7 次电流谐波; 然后采用自适应陷波器提取电流中的谐波分量, 来补偿死区时间并进行稳定性分析; 最后在 MATLAB/Simulink 仿真平台上研究所述方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 牵引逆变器; 死区补偿; 自适应陷波器; 稳定性

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)08-0024-07

Method of Dead Time Compensation for Permanent Magnet Traction Motor Based on Adaptive Notch Filter*

LIU Xiaojun

(College of Transportation Management, Nanjing Vocational Institute of Transport Technology,
Nanjing 211100, China)

Abstract: In train traction inverter, to prevent simultaneous breakover of the up and down switches, dead time should be added in the turn-on time of the switch. The fifth and seventh current harmonics would be produced by permanent magnet synchronous motor (PMSM). Obviously, it was necessary to study the suppression of harmonics. Firstly, the fifth and seventh harmonics caused by dead time were analyzed. Secondly, the adaptive notch filter was used to extract the harmonic components of the current to compensate the dead time, and the stability was analyzed. Finally, the effectiveness of the proposed method was verified on the MATLAB/Simulink platform.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); traction inverter; dead time compensation; adaptive notch filter; stability

0 引言

在城市轨道交通中, 牵引系统为核心模块, 是驱动列车行驶、实现能量转换与传递的重要组件。随着永磁同步电机(PMSM)及驱动技术的发展, 目前大多数车辆制造企业均在推广 PMSM 作为传动装置。PMSM 具有效率高、转速平稳、过载能力较强和功率因数较高等优点, 在城市轨道交通列车上应用前景广阔^[1]。

在 PMSM 驱动系统中, 逆变器具有非常重要

的作用。在逆变器中, 为了防止上、下开关管出现同时导通的情况, 通常会在导通时间中加入死区时间。该死区时间会使电机的三相定子电流产生 5、7 次谐波, 对系统产生危害, 严重影响电机运行的可靠性和稳定性^[2]。因此, 分析逆变器死区时间引起的电流谐波形成原因以及研究如何抑制这些谐波, 对提高电机的可靠性和稳定性以及降低逆变器的功耗具有重要意义。

针对死区时间引起的 5、7 次电流谐波抑制方法, 主要是从控制角度出发。常用的方法主要有:

* 基金项目: 南京交通职业技术学院科研基金项目(JZ1815)

作者简介: 刘小俊(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为列车永磁牵引电机控制。

无死区控制法和电压补偿法。

无死区控制法的主要思想是尽可能少的加入死区时间,从源头上抑制由死区时间引起的低次谐波^[3]。文献[4]根据电流极性将桥臂等效为2个开关单元,从而根据电流的极性来相应地锁死对应开关管的驱动信号。无需设置对应开关管的死区时间,从而降低开关管死区时间引起的电流谐波。

电压补偿法的核心思想是产生一个补偿电压。该补偿电压与开关管的死区时间所造成的误差电压脉冲大小相等但极性相反。本文所采用的方法是电流补偿,实质上与电压补偿类似。文献[5-6]给出了测量误差电压的方法。文献[7-8]给出了自动在线获取误差电压的方法,不过文献[8]需要判断电流的极性。同样还可以通过获取误差电流的方法来进行电压补偿。文献[9-10]使用谐振调节器获取电流误差来进行电压补偿。文献[11]根据电机方程计算得出补偿电压。随着控制理论的发展,观测器和自适应控制的研究使得计算误差电流更加准确。文献[12]设计了一种矢量扰动观测器来估算误差电压。此外,还有一些自适应控制的方法。哈尔滨工业大学的研究人员发现,滑模无传感器控制过程中需要得到反电动势,然而由于死区时间,所以反电动势也有与电流类似的谐波。因此,总结了多种自适应方法,得到反电动势的谐波分量,从而对谐波分量加以抑制^[13-16]。这些方法也可以用来获取电机定子电流的谐波分量,从而进行补偿,为本文提供了理论方向和基础。

综上所述,针对逆变器死区时间引起的谐波抑制方法的难点,是获取误差电压的过程以及判断电流极性的方法。本文直接通过自适应陷波器来获取电流的谐波分量,然后直接进行补偿,并进行稳定性分析。相比上述文献中的方法,更加简便有效。

1 死区时间引起的5、7次谐波分析

以A相桥臂为例,讨论 $i_a > 0$ 时的输出电压波形。逆变器A相电流回路如图1所示。

当SA1开通、SA2关断,电流途经SA1,如图1中A所示;当SA1关断、SA2开通,电流途经VD2,如图1中B所示;当SA1关断、SA2关断,此时便为

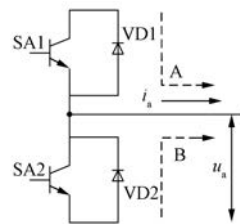


图1 逆变器A相电流回路

死区时间,电流途经VD2,如图1中B所示。

同时,在实际工作中,逆变器开关管和续流二极管均有管压降,使得死区时间产生了效应,引起逆变器的实际输出电压有误差电压脉冲,从而产生电流的低次谐波。逆变器的实际输出电压可以表达为

$$\begin{cases} u_a = \frac{U_{dc}}{2} - u_s, S_{a1} = 1; S_{a2} = 0 \\ u_a = -\frac{U_{dc}}{2} - u_d, S_{a1} = 0; S_{a2} = 1 \\ u_a = -\frac{U_{dc}}{2} - u_d, S_{a1} = 0; S_{a2} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_s ——开关管的管压降;

u_d ——续流二极管的管压降;

S_{a1} 、 S_{a2} ——开关管SA1、SA2的导通状态,开通为1,关断为0。

根据式(1),以 $i_a > 0$ 为例,可得由死区时间引起的逆变器误差电压形成过程,如图2所示。

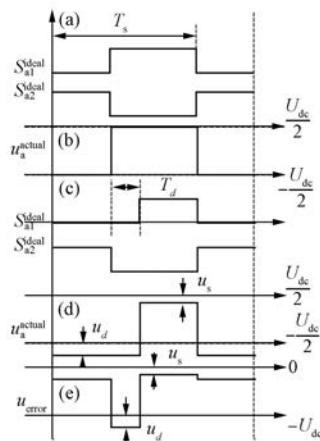


图2 $i_a > 0$ 时的误差电压脉冲形成过程

图2中,(a)是理想的开关管导通信号,(b)是理想的A相输出电压,(c)是加入死区时间的导通信号,(d)是实际的A相输出电压,(e)是实

际与理想电压之间的误差电压脉冲。

对于该误差电压脉冲所带来的影响,可以通过冲量等效原理来分析。根据该等效原理和图 2,可得:

$$\begin{cases} T_s = T_d + T_{SA1} + T_{SA2} \\ -T_s \Delta u = T_d(U_{dc} + u_d) + T_{SA1}u_s + T_{SA2}u_d \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_d ——开关管的死区时间;

T_{SA1} ——SA1 的实际导通时间;

T_{SA2} ——SA2 为的实际导通时间;

Δu ——一个调制周期内的等效误差电压。

同时有 $\sum T_{SA1} = \sum T_{SA2}$, 将其代入式(2), 可得整个 $i_a > 0$ 半波周期内的平均误差电压为:

$$\Delta u = -\frac{T_d}{T_s} \left(U_{dc} + \frac{u_d - u_s}{2} \right) - \frac{u_d + u_s}{2} \quad (3)$$

同理可得 $i_a < 0$ 半波周期内的平均误差电压:

$$\Delta u = \frac{T_d}{T_s} \left(U_{dc} + \frac{u_d - u_s}{2} \right) + \frac{u_d + u_s}{2} \quad (4)$$

根据式(3)、式(4)可以得出,由逆变器死区时间以及管压降引起的等效误差电压是一个方波信号,其频率和相电流一致,与相电流的极性相反。将该等效误差电压进行傅里叶变换,可得:

$$U_{\text{error}} = \frac{4|\Delta u|}{\pi} \left(\cos \omega_e t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_e t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_e t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_e t + \dots \right) \quad (5)$$

通常情况下,电机的绕组使用星形连接,因此 3 次以及 3 的整数倍次谐波会被消除。根据幅值判断,将 5、7 次谐波分量作为主要研究对象。

2 自适应陷波器

由于死区时间,使得电机定子电流中含有 5、7 次谐波。一般 PMSM 驱动系统中均使用矢量控制,在矢量控制中,定子电流经过 Clarke 和 Park 变换成 d - q 轴电流。文献[2]指出,定子电流中的 5、7 次电流谐波经过 Clarke 和 Park 变换后,在 d - q 轴上形成 6 次谐波。因此,只需提取 d - q 轴电流中 6 次谐波分量进行补偿即可。自适应陷波器的通带较窄,在通带上基本没有衰减,但是在其他频率段则有着大幅度的衰减,因此非常适合提取或者滤除某特定次频率的分量。

2.1 自适应陷波器原理

自适应陷波器的结构框图如图 3 所示。

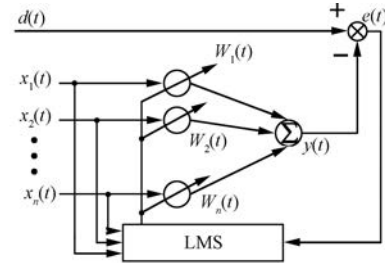


图 3 自适应陷波器的结构框图

图 3 中, $d(t)$ 是已知信号; $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ 是可以表征已知信号 $d(t)$ 特定次频率的输入矢量; $\mathbf{W}(t) = [W_1(t), W_2(t), \dots, W_n(t)]^T$ 为加权矢量信号。最小均方误差(LMS)准则可以根据误差信号 $e(t)$ 和输入矢量 $\mathbf{X}(t)$ 来自动调节加权矢量 $\mathbf{W}(t)$, 使得输入矢量的加权和 $y(t)$ 逼近 $d(t)$ 的特定次频率分量。实质上就是将一个已知的信号分解成可以表征其特性的多个信号, 因此可以更好地分析已知信号的特性, 从而优化算法。在本文中将 d - q 轴电流作为已知信号, 那么可以使用自适应陷波器来提取出其中的 6 次谐波分量, 从而进行补偿来抑制谐波。关于 LMS 算法的推导, 本文不作详细说明。根据 LMS 算法可得:

$$\begin{cases} y(t) = \mathbf{X}^T(t) \mathbf{W}(t) \\ e(t) = d(t) - y(t) \\ \mathbf{W}(t+1) = \mathbf{W}(t) - \mu \nabla(t) = \mathbf{W}(t) + 2\mu e(t) \mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中: μ ——迭代步长, 其决定了提取效果和收敛速度。

根据式(6), 可以确保加权矢量是可以收敛至最优值, 使得输出 $y(t)$ 足够逼近已知信号 $d(t)$ 中的特定次频率分量。

2.2 自适应陷波器频率特性

由以上分析可知, 由于逆变器开关管死区时间和管压降的原因, 电机 d - q 轴电流上产生了 6 次谐波分量。以此为基础, 可以建立 d 轴电流的数学模型:

$$i_d(t) = a_0 + a_1 \cos 6\omega_e t + b_1 \sin 6\omega_e t \quad (7)$$

式中: a_0, a_1, a_2 —— d 轴电流的直流分量、6 次谐波余弦分量幅度和正弦分量幅度。

自适应陷波器的目标是为了获取 d 轴电流的 6 次谐波分量。因此, 自适应陷波器的输出应是 d

轴电流的 6 次谐波分量。 d 轴电流的自适应陷波器结构框图如图 4 所示。

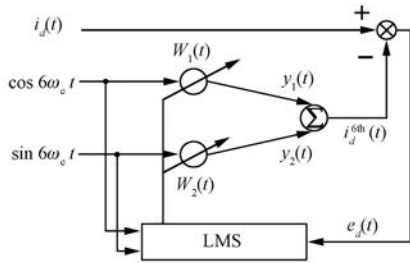


图 4 d 轴电流的自适应陷波器结构框图

综上所述,可得:

$$\begin{cases} i_d^{6h}(t) = W_1 \cos 6\omega_e t + W_2 \sin 6\omega_e t \\ e_d(t) = i_d(t) - i_d^{6h}(t) \\ W_1(t+1) = W_1(t) + \mu e_d(t) \cos 6\omega_e t \\ W_2(t+1) = W_2(t) + \mu e_d(t) \sin 6\omega_e t \end{cases} \quad (8)$$

对式(8)进行拉普拉斯变换,可得:

$$H(s) = \frac{Y_1(s) + Y_2(s)}{I_d(s)} = \frac{\mu s}{s^2 + \mu s + \omega_6^2} \quad (9)$$

其中: $\omega_6 = 6\omega_e$ 。

对于不同 μ 下自适应陷波器的伯德图如图 5 所示, ω_6 设置为 20 Hz。

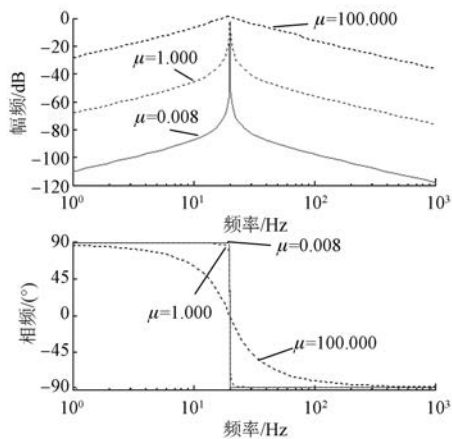


图 5 不同 μ 下自适应陷波器的伯德图

从图 5 可以看出,在不同的 μ 值下,自适应陷波器在 ω_6 处都有着相同的一个单位增益和零相位移动;并且在其他频率处,都可以对输入信号衰减。这种滤波器的特征可以保证对期望频率分量的提取。此外, μ 值越小,滤波器衰减其他频率分量的效果就越明显,说明了提取期望频率分量的效果越明显,但是会导致滤波器的带宽降低;反之

亦然。在实际应用中,谐波的抑制效果和收敛速度之间要权衡考虑。

2.3 基于自适应陷波器死区补偿的实现及稳定性分析

在 d - q 轴电流环上加入自适应陷波器后的矢量控制框图如图 6 所示。

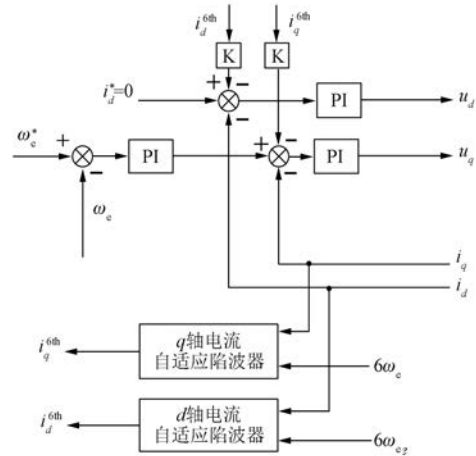


图 6 基于自适应陷波器的矢量控制框图

由图 6 可知,自适应陷波器可以提取 d 轴电流中的 6 次谐波分量,然后直接通过比例环节补偿至原有的 d 轴电流环中。因此,有必要分析 d 轴电流环加入自适应陷波器后的稳定性。

首先,考虑逆变器的数学模型,逆变器可以等效成一个二阶系统,其传递函数可以表示为

$$G_{inv}(s) = \frac{1}{(sT_s + 1)(sT_d + 1)} \quad (10)$$

其次,式(10)是电机的数学模型。由于本节的研究对象是 d - q 轴电流,因此选用 d - q 轴下的数学模型。以 d 轴数学模型为例,文献[17]给出:

$$G_{c_pmsm_d}(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (11)$$

最后,以 d 轴电流为例,可以得出加入自适应陷波器后, d 轴电流的闭环回路如图 7 所示。

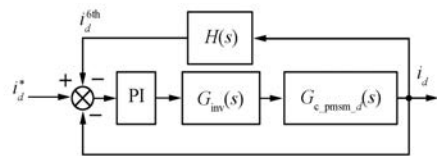


图 7 加入自适应陷波器后 d 轴电流的闭环回路

为了分析图 7 系统的稳定性,给出了相应的

零极点图,根据传统的控制理论,系统稳定的条件是传递函数的零极点都位于 s 域的左半平面。借助 MATLAB 强大的计算和绘图能力,图 7 系统的零极点图如图 8 所示, $\mu=0.008, \omega_6=0 \sim 400\pi$ 。

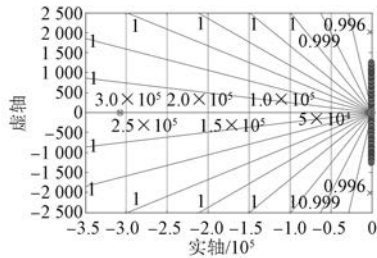


图 8 加入自适应陷波器后 d 轴电流闭环传递函数的零极点

从图 8 可以看出,加入自适应陷波器后 d 轴电流闭环传递函数的零极点没有在 s 域右半平面的。因此,在加入自适应陷波器后, d - q 轴电流环是稳定的。

3 仿真分析

为了验证本文所提方法的有效性,首先在 MATLAB/Simulink 中搭建 40 kW 表贴式 PMSM 矢量控制模型,然后在 d - q 轴电流环中加入自适应陷波器提取和补偿模块。相关参数如表 1、表 2 所示。

表 1 40 kW PMSM 参数

U_{dc}/V	p	L/mH	R/Ω	Ψ_f/Wb
750	4	0.635	0.05	0.192

表 2 逆变器参数

T_s/ms	$T_d/\mu s$	u_d/V	u_s/V
0.1	3.2	10	5

仿真条件:给定速度为 150 rad/s;负载转矩开始给定为 50 N·m,在 0.15 s 时,突加至 120 N·m。未加入自适应陷波器时的仿真结果如图 9~图 12 所示。

从图 9 可以看出,电机的实际转速可以很好地跟踪给定转速,在 0.15 s 突加 120 N·m 的负载,电机能快速地回到给定速度。

从图 10 可以看出,A 相电流波形在过零点和峰值处有明显的畸变,这是由于逆变器死区时间

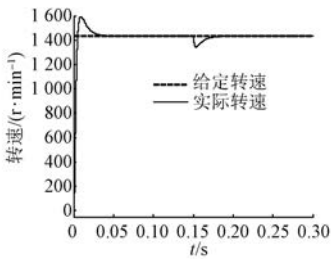


图 9 转速波形

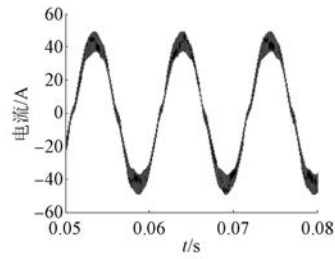


图 10 A 相电流波形

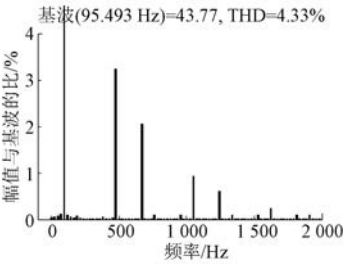


图 11 A 相电流的频谱

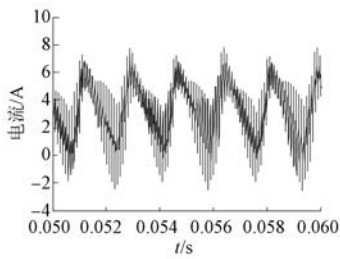


图 12 d 轴电流

引起了 5、7 次谐波。

从图 11 可以得出,A 相电流的 5、7 次谐波分量突出,分别为 3.23% 和 2.06%, THD=4.33%。这充分验证了第 1 节的观点。

从图 12 可以看出, d 轴电流的脉动较大,脉动的范围在 0~6 A 之间。在 d 轴电流上可以看到明显的 6 次谐波分量。

加入自适应陷波器补偿后的仿真结果如图 13~图 16 所示。

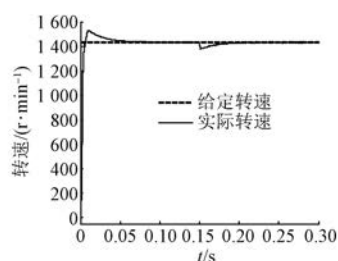


图 13 加入自适应陷波器后转速波形

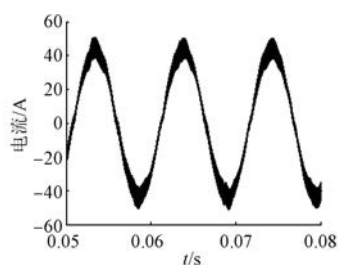


图 14 加入自适应陷波器后 A 相电流波形

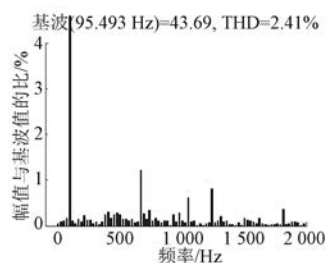


图 15 加入自适应陷波器后 A 相电流的频谱

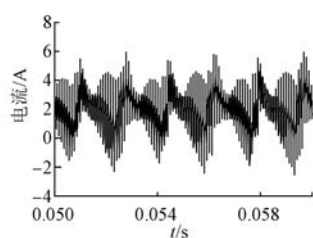


图 16 加入自适应陷波器后 d 轴电流

从图 13 可以看出,加入自适应陷波器后,电机的实际转速依然可以很好地跟踪给定转速。

从图 14 可以看出,加入自适应陷波器后,相比图 10, A 相电流波形在过零点和峰值处的畸变有明显改善。

从图 15 可以看出,加入自适应陷波器后, A 相电流的 5、7 次谐波分别为 0.28% 和 1.22%, THD=2.41%, 与图 11 相比,有了非常直观和明显的改善。这充分说明了,本文所提的自适应陷波器的使用方法可以抑制由逆变器死区时间引起的相电流 5、7 次谐波。

从图 16 可以看出,加入自适应陷波器后, d 轴电流的脉动范围在 0~4 A 之间。与图 12 比较,有了明显的降低。这说明加入自适应陷波器后,抑制了 d 轴电流的 6 次谐波分量。

4 结 语

针对死区时间引起的 PMSM 定子电流中的 5、7 次谐波,本文通过自适应陷波器来提取 d - q 轴电流中的 6 次谐波分量,然后再补偿至 d - q 轴电流环中,并且分析了其频率特性以及稳定性。仿真结果表明:所提方法有效地抑制了 d - q 轴电流的 6 次谐波分量,从而抑制电流中的 5、7 次谐波分量。

【参考文献】

- [1] 曹清源.城市轨道交通永磁牵引系统建模与仿真研究[D].西安:长安大学,2017.
- [2] 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.
- [3] LIN Y K, LAI Y S. Dead-time elimination of PWM-controlled inverter/converter without separate power sources for current polarity detection circuit[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2121.
- [4] 王亚芳,韩春阳,谢少军.逆变桥无死区控制技术研究[J].电力电子技术,2010,44(2): 32.
- [5] ZHANG Z, XU L. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3179.
- [6] PARK Y, SUL S K. Implementation schemes to compensate for inverter nonlinearity based on trapezoidal voltage [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1066.
- [7] SHEN G, YAO W, CHEN B, et al. Automeasurement of the inverter output voltage delay curve to compensate for inverter nonlinearity in sensorless motor drives [J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2014, 29(10): 5542.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] YUAN L, CHEN M, SHEN J, et al. Current harmonics elimination control method for six-phase PM synchronous motor drives[J]. ISA Transactions, 2015, 59: 443.
- [11] 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.
- [12] KIM S, LEE W, RHO M, et al. Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1609.
- [13] ZHANG G, WANG G, XU D, et al. ADALINE-network-based PLL for Position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1450.
- [14] WANG G, LI T, ZHANG G, et al. Position estimation error reduction using recursive-least-square adaptive filter for model-based sensorless interior permanent-magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 5115.
- [15] WANG G, DING L, LI Z, et al. Enhanced position observer using second-order generalized integrator for sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 486.
- [16] ZHANG G, WANG G, XU D, et al. Multiple-AVF cross-feedback-network-based position error harmonic fluctuation elimination for sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 821.
- [17] 王莉娜, 朱鸿悦, 杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 104.

收稿日期: 2019-04-10

(上接第 10 页)

- [61] 汪琦, 王爽, 付俊永, 等. 基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 48.
- [62] 张永昌, 蔡倩, 彭玉宾, 等. 带参数辨识功能的三电平变换器高效模型预测控制方法[J]. 电气工程学报, 2018, 13(4): 1.
- [63] YAN L, DOU M, HUA Z. Disturbance compensation-based model predictive flux control of spmsm with optimal duty cycle[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 7(3): 1872.
- [64] WANG J, WANG F, ZHANG Z, et al. Design and implementation of disturbance compensation-based enhanced robust finite control set predictive torque control for induction motor systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(5): 2645.
- [65] XIA C, WANG M, SONG Z, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459.

收稿日期: 2019-04-16