

基于自适应 FIR 算法的交流伺服系统前馈控制^{*}

刘细平, 蔡少文, 胡海林, 刘雨锋

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)交流伺服控制系统中由于电子器件的开关引起相电流非正弦变化,经坐标变换得到的交直流电流含有谐波成分,引起电流环振荡及电磁转矩脉动。在分析相电流与交直流电流高次谐波关系,以及交直流电流高次谐波对电磁转矩影响的基础上,提出了一种基于自适应 FIR 滤波器的交流伺服系统前馈控制策略,并在该方法的基础上提出了变步长因子算法,根据误差值改变步长因子,在提高滤波器收敛速度的同时减小超调。该算法与传统的一阶低通滤波器相比,相位不滞后,灵敏度更高,且系统稳定。改进后的控制策略有效地降低交直流电流谐波,抑制电流环振荡及电磁转矩脉动,提高 PMSM 交流伺服控制系统稳定性及动态响应。通过仿真与试验证明了该方法的可行性。

关键词: 永磁同步电机; 自适应 FIR 滤波器; 步长因子; 伺服控制系统

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)04-0038-06

Research on Feedforward Control of AC Servo System Based on Adaptive FIR Algorithm^{*}

LIU Xiping, CAI Shaowen, HU Hailin, LIU Yufeng

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: In the permanent magnet synchronous motor (PMSM) AC servo control system, the phase current shows nonsinusoidal variation due to the switching of electronic devices. The direct and quadrature axis currents obtained by coordinate transformation contain abundant harmonic components, causing current loop oscillation and electromagnetic torque ripple. On the basis of analyzing the relation between the phase current and the higher harmonics of the direct and quadrature axis currents, as well as the effect of higher harmonics on the electromagnetic torque, a feedforward control strategy based on adaptive FIR filter was proposed for AC servo system. Furthermore, a variable step length factor algorithm was proposed, with which the step length factor was changed according to the error value, so as to improve the convergence speed of filter and reduce the overshoot. Compared with the traditional first-order low-pass filter, this algorithm had no phase lag, and showed higher sensitivity and system stability. The improved control strategy was effective to reduce the direct and quadrature axis current harmonics, restrain the current loop oscillation and electromagnetic torque ripple, and improve the PMSM AC servo control system stability and dynamic response. The feasibility of this method was proved by simulation and experiment.

Key words: permanent magnet synchronous motor; adaptive FIR filter; step length factor; servo control system

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51267006, 51267003); 江西省自然科学基金项目(20151BBE50109, 20153BCB23012, GJJ160598); 江西省教育厅科技计划项目(GJJ12332)

作者简介: 刘细平(1976—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为稀土永磁电机设计、电力电子技术。

蔡少文(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

胡海林(1984—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子变流器技术。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有多阶、强耦合、多变量、时变性、非线性等特点^[1]。在PMSM控制技术领域,矢量控制将PMSM复杂的电磁耦合和能量转换关系化简成类似直流电动机的模型,通过对定子电流进行解耦,使之分解为与转子磁链方向重合的可控的直轴分量 i_d 和超前转子磁链方向 90° 的交轴分量 i_q ,分别对 i_d 与 i_q 进行控制,可实现PMSM调速^[2-3]。 i_d 与 i_q 由采样得到的三相相电流经Clarke与Park坐标变换可得。因为相电流含有高次谐波成分,导致 i_d 与 i_q 含有电流噪声,幅值波动大,从而严重影响电流环的性能,因此有必要对 i_d 与 i_q 进行滤波,降低电流噪声。常用的滤波器可分为两类:第一类是采用硬件滤波电路对相电流进行滤波,但不仅增加了产品成本,而且增加驱动电路模块的体积,降低了产品的竞争力;第二类为软件滤波,常用的为一阶低通滤波,因其计算简单,不存在特性匹配、特性波动、非一致性问题,且通过改变其参数就可以改变滤波特性,对周期性干扰信号具有良好的抑制作用,所以被广泛使用,但缺点也很明显,相位滞后、灵敏度低,影响伺服系统的动态响应,不适宜应用于要求动态响应快的工业场合。

PMSM控制系统中常采用对相电流进行滤波的方法,但其相电流的频率随转速改变,而硬件与传统的数字滤波器的截止频率固定不变。假定截止频率设定较高,而当前转速较低时,相电流频率较低,不能有效地滤除高次谐波;反之,假如截止频率设定较低,当基波频率大于截止频率时,则会把基波滤除,造成波形失真、相位滞后,从而导致反馈不真实,造成系统不稳定。 i_d 和 i_q 经过坐标变换得来,而对 i_d 、 i_q 进行滤波无需考虑相电流频率变化,需要保留的仅有直流分量,除了直流分量,其他谐波都要进行滤除,在一定程度上降低了滤波的难度。在要求高动态响应的伺服控制系统中,一阶低通数字滤波器存在滞后性,当突加负载或降低负载时,系统的输出不能快速达到给定,降低了系统的动态响应性能。为了克服上述缺点,提出一种自适应FIR滤波算法^[4-10],对交直流电流进行滤波。该方法不仅能滤除高次谐波,而且不存在相位滞后的缺点,能快速跟踪系统的给定。

在该方法的基础上提出变步长因子算法,能够提高收敛速度与系统的稳定性。仿真与试验证明了该自适应FIR滤波方法的有效性,兼具成本低与动态响应快的优点。

1 PMSM 交直流电流谐波模型与影响

1.1 PMSM 交直流电流谐波模型

在实际应用中,交轴电流 i_q 与直轴电流 i_d 由三相相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 经坐标变换得来,因此有必要对相电流的谐波进行分析。对三相相电流进行快速傅里叶变换后,可得相电流的基波分量和谐波分量的表达式为

$$i_a = I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (1)$$

$$i_b = I_n \cos(n\omega t + 2n\pi/3 + \theta_n) \quad (2)$$

$$i_c = I_n \cos(n\omega t - 2n\pi/3 + \theta_n) \quad (3)$$

式中: I_n —— n 次谐波相电流的有效值;

ω ——基波相电流的角频率;

θ_n —— n 次谐波相电流的初始相位角。

由文献[11]可知,PMSM相电流的高次谐波成分主要为5、7次谐波,其他高次谐波成分含量较低。为便于分析,忽略除5次和7次以外的高次谐波,则相电流可表示为

$$i_a = I_1 \cos(\omega t + \theta_1) + I_5 \cos(5\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(7\omega t + \theta_7) \quad (4)$$

$$i_b = I_1 \cos(\omega t + 2\pi/3 + \theta_1) + I_5 \cos(5\omega t - 2\pi/3 + \theta_5) + I_7 \cos(7\omega t + 2\pi/3 + \theta_7) \quad (5)$$

$$i_c = I_1 \cos(\omega t - 2\pi/3 + \theta_1) + I_5 \cos(5\omega t + 2\pi/3 + \theta_5) + I_7 \cos(7\omega t - 2\pi/3 + \theta_7) \quad (6)$$

式中: I_1 ——基波有效值;

I_5 、 I_7 ——5、7次谐波有效值。

三相电流经过Clarke变换与Park变换得到交轴电流 i_q 与直轴电流 i_d ,即:

$$i_d = i_{dx} + \sqrt{2/3} I_{d5} \cos(-6\omega t + \theta_5) + \sqrt{2/3} I_{d7} \cos(6\omega t + \theta_7) \quad (7)$$

$$i_q = i_{qx} + \sqrt{2/3} I_{q5} \cos(-6\omega t + \theta_5) + \sqrt{2/3} I_{q7} \cos(6\omega t + \theta_7) \quad (8)$$

式中: i_{dx} 、 i_{qx} —— i_d 、 i_q 的直流分量;

I_{d5} 、 I_{d7} 、 I_{q5} 、 I_{q7} ——直、交轴电流中两个方向

相反的 6 次谐波分量。

1.2 交直流电流谐波对交流伺服系统的影响

伺服系统输出转矩脉动主要由交直流电流中的高次谐波引起。为更加直观地分析交直流高次谐波对伺服系统的影响,搭建基于 Simulink 的 PMSM 矢量控制仿真模型,采用 $i_d = 0$ 控制策略^[12-14],速度环和电流环都采用传统 PI 控制进行调节,分析了交直流电流的高次谐波及其对输出转矩的影响。设定仿真条件为:转速 $n = 750$ r/min,三相逆变器端电压 $U_{dc} = 311$ V,逆变器的死区时间为 $3 \mu\text{s}$,开关管开通与关断延时分别为 $1 \mu\text{s}$ 和 $2 \mu\text{s}$;电机为三相内置式 PMSM,交轴电感 $L_q = 0.012$ H,直轴电感 $L_d = 0.005 25$ H;极对数 $p = 4$ 。图 1 所示为经相电流坐标变换后所得的 i_d 和 i_q 电流波形。

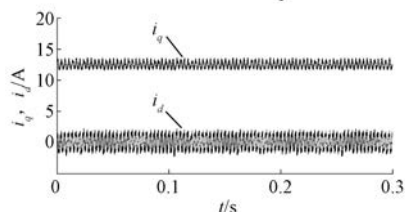


图 1 交直流电流波形

从图 1 可知,交轴与直轴电流除了直流分量,还含有谐波成分,导致电流波纹大,输入到电流环 PI 调节器时,将会导致电流环振荡、稳态误差大等问题。

PMSM 电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3p}{2} [\lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (9)$$

式中: T_e ——电磁转矩;

p ——极对数;

λ_{af} ——转子永磁体磁链;

L_d, L_q ——直、交轴电感。

转矩波形如图 2 所示。从图 2 可知,转矩最大偏差为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,输出转矩纹波大,导致转矩脉动。

为了抑制交直流电流和转矩纹波,对电流进行滤波。如果对相电流进行滤波,必然导致信号的相位滞后与幅值衰减,降低系统的动态响应;若对交直流电流进行一阶低通滤波,在电机稳定运行时可降低纹波,但突加负载时,导致交轴电流反馈不能快速达到给定,同样影响系统动态响应。

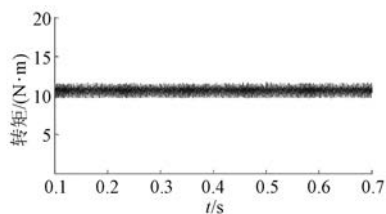


图 2 转矩波形图

2 变步长自适应 FIR 滤波器原理

2.1 自适应 FIR 算法

直接型 FIR 滤波器具有稳定与线性相关的优点,通过配合自适应算法(最小均方, LMS)来改变权值,使输出得到最优解。自适应 FIR 滤波器结构如图 3 所示。

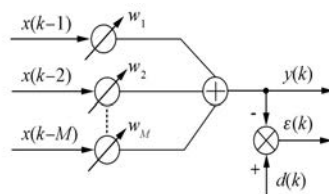


图 3 自适应 FIR 滤波器结构图

图 3 中, x 为输入信号, w_i 为滤波器权值,输出 $y(k)$ 是输入信号加权后的线性叠加输出,其表达式为

$$y(k) = \sum_{i=0}^M w_i x(k-i) \quad (10)$$

为了方便分析,将输出写成矩阵形式,即

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k \quad (11)$$

自适应 FIR 滤波过程中,不断地改变权系数。权系数矩阵为 $\mathbf{W}_k$ 。其表达式为

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k - \mu \mathbf{e}_k \quad (12)$$

其中: μ 为步长因子,其值越大,收敛越快,但会引起超调,影响系统的稳定性;若其值较小,则收敛速度慢,系统动态响应慢。

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{D}_k - \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k \quad (13)$$

根据 LMS 算法原则使输出信号与期望信号满足最小均方差原则,将参考信号 $\mathbf{e}_k$ 的频率选取为需要进行滤波的信号频率即可。

2.2 变步长因子算法

LMS 算法具有响应慢^[8,15]、时变系统跟踪能力弱等特点,因此提出一种改变步长因子的算法。

该算法原理是:在系统初始时,要求收敛速率高,因而初始时步长因子最大,便于快速跟踪系统的变化速度;过渡到收敛阶段时,步长因子减小,保持较小的反馈,以达到较低的失调噪声,减小误差,提高收敛效果。但是大部分的算法都有一个相同的缺点:在稳态阶段步长变化过快,引起稳态误差,不利于系统的稳定运行。针对该问题,提出一种新的根据误差不断改变步长的算法。新的步长因子算法为

$$\mu(k) = \alpha \{1 - \exp[-\beta \varepsilon^2(k)]\} \quad (14)$$

其中:常数 α 控制函数的变化速率,常数 β 控制函数的取值范围。

图4、图5所示为自适应算法对应不同的 α 、 β 取值时的函数曲线图。

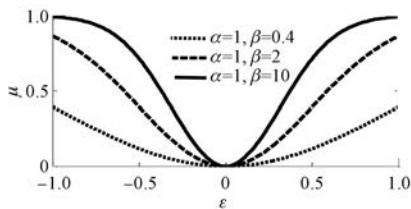


图4 不同 β 参数下的步长与误差曲线

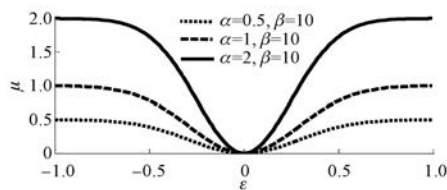


图5 不同 α 参数下的步长与误差曲线

从图4可知,当 α 确定时,步长 μ 变化速率与 β 成正比关系,即 β 与算法的收敛速度成正比。为了防止超调、响应慢, β 的取值要适中。从图5可知,当 β 确定时,步长 μ 的开口大小与 α 成反比。开口较小时,大多数值处于较大的位置,当误差向零靠近时,步长变化太陡峭,易导致超调,导致稳态时的误差大。反之,开口太大时,大部分值处于较小位置,因而步长因子变化平缓,收敛速度慢。综上分析,步长因子算法的参数选 $\alpha=1, \beta=2$ 时较合适。

3 交直流电流自适应滤波算法设计

图6所示为交直流电流滤波流程图,输入相电流 i_a 与 i_b ,经 Clarke 与 Park 变换后得到交轴电

流 i_q 与直轴电流 i_d ,经过自适应变步长 FIR 滤波之后得到交直流电流的直流分量。

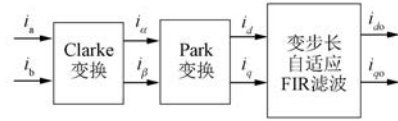


图6 交直流电流自适应滤波流程图

由于 i_d 、 i_q 的滤波原理相同,对 i_q 进行滤波分析即可。 i_q 可表示为

$$i_q(n) = i_{qz} + \sqrt{2/3} I_{q5} \cos(-6\omega n/2F_s \pi + \theta_5) + \sqrt{2/3} I_{q7} \cos(6\omega n/2F_s \pi + \theta_7) \quad (15)$$

对 i_q 进行滤波处理的原则:保留 i_q 直流分量,滤除高次谐波分量,得到理想的直轴分量 i_{qz} ,设经过自适应 FIR 滤波器滤波后的输出为 $i_{q0}(k)$ 。 i_q 的自适应滤波算法计算公式如下:

$$i_{q0}(k) = \sum_{i=0}^M w_i i_q(k-i) \quad (16)$$

$$\varepsilon(k) = i_{qz}(k) - i_{q0}(k) \quad (17)$$

$$W(k+1) = W(k) - \mu(k) \varepsilon(k) i_q(k) \quad (18)$$

$$\mu(k) = 4\{1 - \exp[-\varepsilon^2(k)]\} \quad (19)$$

i_q 的采样周期为 $1/F_s$,每次采样所得的 i_q 值经过上述式子进行更新,经滤波输出为 i_{q0} ,权系数经过不断迭代变化,使误差值 $\varepsilon(k)$ 不断趋近于零。

4 仿真与试验结果分析

4.1 仿真结果分析

通过 MATLAB/Simulink 建立仿真模型,设定仿真参数如下:转速 $n=750$ r/min;三相逆变器端电压 $U_{dc}=311$ V,逆变器的死区时间为 $3 \mu s$,开关管开通时间与关断时间分别为 $1 \mu s$ 和 $2 \mu s$,开关频率 $f=10$ kHz;电机为三相内置式 PMSM,交轴电感 $L_q=0.012$ H,直轴电感 $L_d=0.00525$ H,极对数 $p=4$,定子电阻 $R=0.958$,转动惯量 $J=0.003$ kg·m²。采用矢量控制策略,且给定直轴电流 $i_d=0$,速度环和电流环都采用传统 PI 控制进行调节,为验证自适应 FIR 滤波的收敛速度,在初始时刻给定负载转矩为 5 N·m,在 0.3 s 时突加负载转矩 8 N·m。分别采用一阶低通滤波器和自适应变步长滤波器对交轴电流进行滤波。

图7所示为未经滤波的 q 轴电流波形,

图 8、图 9 所示分别为 q 轴电流经一阶低通与自适应 FIR 变步长滤波后的 q 轴电流波形图。

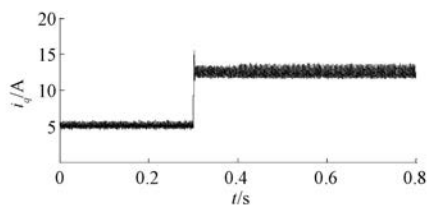


图 7 未经滤波的 i_q 波形

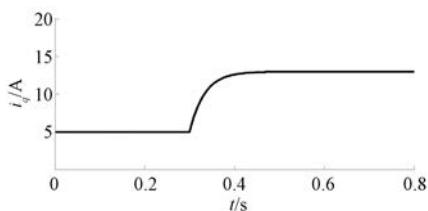


图 8 经一阶低通滤波后的 i_q 波形

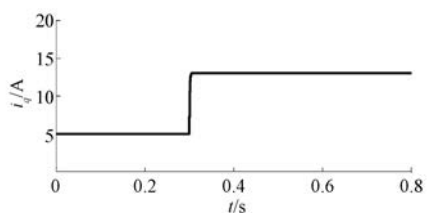


图 9 经自适应 FIR 变步长因子滤波后的 i_q 波形

从图 7 可知,未经滤波的 q 轴电流纹波大。对比图 8 和图 9 可知,当 0.3 s 时增加 $8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载,经一阶低通滤波有相位滞后,而经自适应 FIR 变步长因子滤波没有相位滞后,能快速收敛,没有超调。

4.2 试验结果分析

为了验证自适应 FIR 滤波算法对降低相电流高次谐波的效果,采用 TMS320F28035 为控制核心搭建试验平台,如图 10 所示。PMSM 参数:额定功率为 1.2 kW ,极对数 $p=4$,额定电流为 6 A 。逆变器功率模块采用三菱 IPM (PS21765),死区时间为 $3 \mu\text{s}$,设定载波频率 10 kHz ,相电流波形由探头 (Tektronix TPP101)、示波器 (Tektronix TDS2004C) 测得。采用矢量控制策略,且给定直轴电流 $i_d=0$,速度环和电流环都采用传统 PI 控制进行调节。

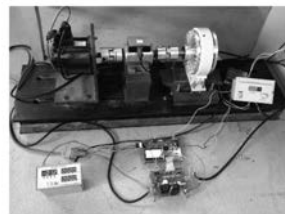


图 10 伺服控制系统试验平台

给定转速为 250 r/min ,电机起动时给定负载为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,可得相电流波形如图 11、图 12 所示。

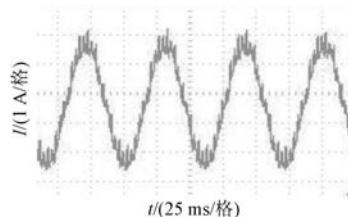


图 11 未经滤波的相电流波形

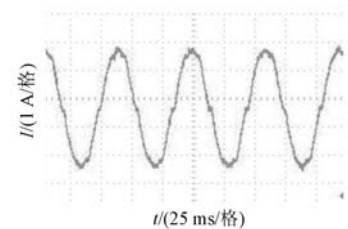


图 12 自适应滤波后的相电流波形

对比图 11 和图 12 可知,经过对交直流电流自适应 FIR 变步长因子滤波之后的相电流尖峰毛刺减少,电流波形正弦度提高。

为了验证自适应滤波是否会对 q 轴电流输出产生滞后,在 6 s 时突加负载转矩 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。因交直流电流无法直接通过示波器测得,将交直流电流试验数据经过 D/A 转换后,经抓拍可得试验波形如图 13、图 14 所示。对比图 13 和图 14 可知,当突加负载时,经一阶低通滤波后的交轴电流不能快速达到给定,经自适应滤波后的 q 轴电流迅速

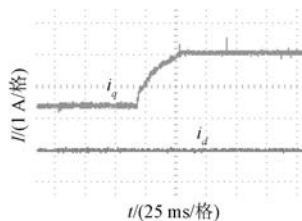


图 13 经一阶低通滤波的交直流电流波形

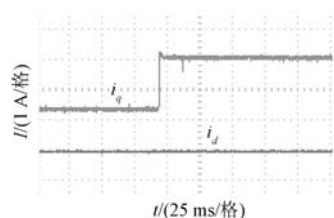


图 14 经自适应滤波的交直流轴电流波形

达到给定,响应快,且不产生超调。

5 结 语

本文通过仿真分析了相电流与交直流轴电流的高次谐波成分含量及其对交流伺服系统的影响,含有电流噪声的 i_q 与 i_d 导致伺服系统转矩脉动。为降低 i_q 和 i_d 高次谐波成分,提出了一种自适应 FIR 滤波算法。为了提高动态收敛速率同时减小稳态误差,在此基础上,提出了一种可实时改变步长因子的算法。与传统的一阶低通数字滤波器相比,自适应 FIR 滤波器相位不滞后,不存在超调。从仿真与试验可知该算法的有效性:检测到的相电流毛刺减少、正弦度提高, q 轴电流谐波含量减少,且突加负载时,能快速响应,不产生超调。

【参 考 文 献】

- [1] 唐任远.现代永磁同步电机[M].北京:机械工业出版社,2005:56-59.
- [2] 曹晓冬,谭国俊,王从刚,等.三相 PWM 整流器模型预测虚拟电压矢量控制[J].中国电机工程学报,2014,34(18): 2926.
- [3] 荆锴,孙鹤旭,董硕,等.以电流矢量为目标的永磁同步电机定子电流动态预测[J].电工技术学报,2016,31(2): 47.

- [4] 罗德泉.Butter Worth 滤波器的设计[J].兵工自动化,1988(2): 45.
- [5] LIM J S. Design of low-pass filters using defected ground structure[J].IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques,2005,53(8): 2539.
- [6] 覃景繁,欧阳景正.一种新的变步长自适应滤波算法[J].数据采集与处理,1997,12(3): 171.
- [7] 曾召华,刘贵忠,赵建平.LMS 和归一化 LMS 算法收敛门限与步长的确定[J].电子与信息学报,2003,25(11): 1469.
- [8] 吴光弼,祝琳瑜.一种变步长 LMS 自适应算法[J].电子学报,1994,22(1): 55.
- [9] SAKATA H, NISHIO K, ICHIKAWA M. Tunable bandpass filter based on force-induced long-period fiber grating in a double cladding fiber[J]. Optics Letters,2010,35(7): 1061.
- [10] 赵希梅,马自军,朱国熙.基于迭代学习与 FIR 滤波器的 PMLSM 高精控制[J].电工技术学报,2017,32(9): 11.
- [11] 甄帅.大功率永磁同步电机运行谐波分析与抑制[D].重庆:重庆大学,2011.
- [12] 史光辉,于佳,张亮.永磁同步电动机最大转矩电流比控制[J].电机技术,2009(5): 28.
- [13] 徐佳园,潘磊.交流同步电机最大转矩电流比控制研究[J].电力电子技术,2012,46(2): 105.
- [14] 陈钱春,阮毅,王仁峰.永磁同步电机矢量控制的研究与分析[J].电机与控制应用,2007,34(2): 25.
- [15] CHOI S, EOM T J, YU J W, et al. Novel all-fiber bandpass filter based on hollow optical fiber[J].IEEE Photonics Technology Letters,2014,14(12): 1701.

收稿日期: 2018-09-10

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部