

# 基于前馈解耦的永磁同步电机控制系统研究

荆世博<sup>1</sup> 王维庆<sup>1</sup> 王海云<sup>1</sup> 吴先友<sup>2</sup> 蒋中川<sup>2</sup>

(1. 新疆大学电气工程学院 教育部可再生能源发电与并网控制工程技术研究中心 新疆 乌鲁木齐 830046;  
2. 金风科技股份有限公司 新疆 乌鲁木齐 830026)

**摘要:** 由于永磁同步电机(PMSM)的前馈解耦采用双闭环的控制器,其全系统的传递函数已高于二阶,导致了控制器参数整定困难。通过分析PMSM及其解耦控制的速度环和电流环的数学模型,提出了双闭环控制器中被控制量与PMSM数学模型之间的联系,构造出了基于拉氏变换的全系统简化模型,为双闭环控制器的PI参数整定提供了理论依据。针对已构建的全系统传递函数模型的高阶特性,提出了根据劳斯稳定判据来整定PI参数的方法,并在Simulink中进行了实验仿真。仿真结果表明,整定后的参数能够使系统快速趋于稳定,并且具有较好的鲁棒性。

**关键词:** 永磁同步电机(PMSM);前馈解耦;简化模型;劳斯稳定判据

**Abstract:** As the feedforward decoupling of permanent magnet synchronous motor (PMSM) adopts double closed-loop controller, its system-wide transfer function is higher than that of second order, which leads to the difficulty of controller parameter setting. By analyzing the mathematical model of velocity loop and current loop of PMSM and its decoupling control, the relationship between the control quantity and the mathematical model of PMSM in double closed-loop controller is obtained, and the whole system based on Laplace transform is constructed, which provides a theoretical basis for the PI parameter setting of double closed-loop controller. Aiming at the high-order characteristic of the constructed system-wide transfer function model, the range of PI parameters is set according to Rouse stability criterion, and the experimental simulation is carried out in Simulink. The simulation results show that the parameters after setting can make the system become stable quickly and have good robustness.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); feedforward decoupling; simplified model; Routh stability criterion

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2017)04-0074-05

DOI:10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2017.04.016

## 0 引言

PMSM 由于其可靠性高、体积小、控制简单等优点,已经取得了广泛的应用<sup>[1]</sup>。在PMSM的控制中多采用矢量或直接转矩的控制策略,由于直接转矩的控制方法存在转矩脉动和调速范围窄的问题,在现用的交流伺服系统中一般采用矢量控制<sup>[2-3]</sup>。

矢量控制一般由电流内环和转速外环构成,其控制策略是利用解耦控制得到近似线性化的模型。矢量控制有多种实现方法,如电流反馈控制、电压前馈控制等<sup>[4-6]</sup>。考虑到电流反馈控制策略实现方便,控制简单,在电机的控制中一般采用较多<sup>[7-8]</sup>。在电流反馈控制策略中,电流的控制精度直接影响到转矩控制的精确性和快速性,在实际的电机

控制策略中多采用传统的PI控制器来进行电流环和速度环控制。在PI控制器的参数整定中,其整定方法多是依据经验得出,需要反复的试凑。

下面依据PMSM的数学模型与前馈解耦控制器的简化模型,得到PMSM与电流内环和速度外环的传递函数。根据劳斯稳定判据,提出了控制器PI参数整定的方法。仿真表明,根据劳斯稳定判据得到的控制器参数有快速的响应特性,对于系统输入扭矩的波动有较好的鲁棒性,并且能够在较短的时间内使系统趋于稳定。

## 1 PMSM 的数学模型

为便于分析,假设:

1) 转子上的永磁体产生主磁场,转子上无阻尼

基金项目:国家自然科学基金项目(51667020)

绕组;

- 2) 忽略齿槽、换相过程和电枢反应等的影响;
- 3) 电枢绕组在定子内表面均匀连续分布;
- 4) 磁路不饱和, 不计涡流和磁滞损耗。

PMSM 采用三相星形连接, 且没有中线, 可得永磁同步电机在  $d$ 、 $q$  轴坐标系下的电压方程与转速方程为<sup>[9-10]</sup>

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R}{L_d}i_d - \frac{L_d}{L_q}p\omega i_q \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega i_d - \frac{\lambda p\omega}{L_q} \\ T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J}(T_m - T_e - F\omega) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $R$  为电机的等效电阻;  $\omega$  为转子机械角速度;  $p$  为磁极对数;  $T_m$  为电机的机械扭矩;  $F$  为摩擦系数;  $T_e$  为电机的电磁扭矩;  $J$  为转子的惯性系数;  $\lambda$  为永磁体磁链;  $i_d$ 、 $u_d$  为  $d$  轴的电流和电压;  $i_q$ 、 $u_q$  为  $q$  轴的电流和电压;  $L_d$ 、 $L_q$  为直轴和交轴电感, 采用表面贴装式电机  $L_d = L_q$ 。

## 2 PMSG 传统控制器设计

传统的 PMSG 的控制策略采用 PI 控制器对电机测量反馈的  $d$ 、 $q$  轴电流进行对立的调节。为了便于分析, 假设电压型逆变器 (VSI) 没有延迟现象, 即 VSI 所等效一阶惯性传递函数的时间常数为 0。传统 PMSG 及控制的拓扑图如图 1 所示。

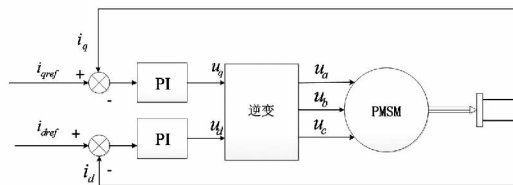


图 1 传统 PMSG 控制策略

在图 1 的逆变环节中, 采用滞环控制生成  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 。以  $q$  轴为例进行分析, 建立  $q$  轴等效框图如图 2 所示。

忽略逆变器的延迟效应, 列写如图 2 所示的传统 PMSG 的控制策略的开环传递函数:

$$N(s) = \frac{K_p s + K_i}{s(R + sL)} \quad (2)$$

由以上分析可知, 传统 PMSG 控制系统的开环

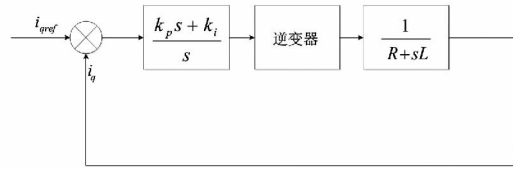


图 2 传统 PMSG 等效控制框图

传递函数为二阶。关于阻尼比  $\xi$ : 当取临界阻尼时, 系统具有最理想的响应时间, 且响应速度也最快, 但在稳定后, 将出现等幅震荡; 当阻尼比为过阻尼时, 系统将不会出现超调量, 并能够最终稳定在设定值, 但过阻尼没有超调量是以牺牲调节时间为代价, 因此其调节时间较长; 欠阻尼的各种情况介于两者之间。综合临界阻尼、过阻尼和欠阻尼的情况, 考虑到阻尼比越小, 系统的超调量也就越大, 但相应的调节时间也就越短, 一般取 0.4 ~ 0.8, 这里  $\xi$  取 0.707。系统的截止频率定为  $1000\pi$ 。

传统的电流控制器结构简单并且方便建立系统的模型, 但忽略了 PMSG 本体作为控制对象, 其 a、b、c 三相电流经  $3s/2r$  变换后,  $d$  轴和  $q$  轴电流之间的强耦合关系, 造成系统的调节时间较长。单纯地依靠 PI 控制器的调节作用对电机进行控制, 往往不能满足控制性能的要求。

## 3 基于前馈解耦的永磁同步电机 PI 控制器的设计

### 3.1 PMSM 前馈解耦补偿型电流控制的模型

从式 (1) 中, 可以看出电流的  $d$  轴和  $q$  轴的电流分量之间存在相互耦合, 增加了控制器的设计难度。传统的 PI 控制器虽然结构简单, 控制方便, 但其忽略了  $d$  轴分量与  $q$  轴分量之间的交叉耦合。通过对式 (1) 中电流分量耦合项的补偿, 可以提高控制器的动态性能和控制精度。 $d$  轴、 $q$  轴耦合项补偿项如式 (2) 所示。

$$\begin{cases} u'_d = p\omega i_q \\ u'_q = -\frac{L_d}{L_q}p\omega i_d - \frac{\lambda p\omega}{L_q} \end{cases} \quad (2)$$

基于前馈解耦补偿的 PMSM 控制系统通常采用电流内环与转速外环的控制结构。在转速外环中, 电机的机械转速通过速度传感器进行测量并与参考转速  $\omega_{ref}$  进行比较, 产生转速偏差信号, 此偏差信号经速度外环的 PI 控制器调节后作为  $q$  轴电流

分量的参考值  $i_{qref}$ 。给定  $d$  轴电流分量的参考值  $i_{dref} \equiv 0$ 。将得到的  $d$  轴与  $q$  轴的电流参考信号与电机定子的三相电流实时测量值经  $3s/2r$  变换后的  $i_d, i_q$  进行比较, 得出  $d$  轴、 $q$  轴电流分量的偏差值。此偏差值经前馈解耦控制器调节后生成直轴和交轴的电压信号  $U_d, U_q$ 。将其进行  $2r/3s$  变换产生 PWM 控制信号并送入到三相逆变器中, 控制三相逆变器的开关状态, 进而控制 PMSM 输出的三相电压与电流。

由以上分析可得前馈解耦补偿控制策略如图 3 所示。

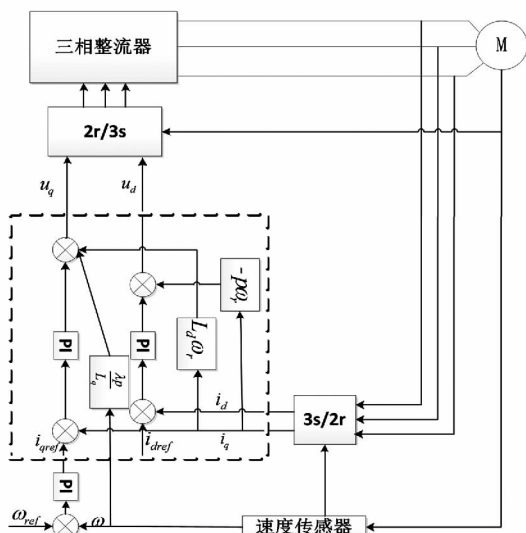


图 3 前馈解耦补偿控制策略

### 3.2 前馈解耦控制器的设计

采用  $d$  轴电流分量  $i_{dref} \equiv 0$  的控制方式。将式 (3) 带入式 (1), 可得  $d$  轴与  $q$  轴的电压方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + u'_d \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q - u'_q \end{cases} \quad (4)$$

从图 3 中可以看出  $d, q$  轴电流分量的耦合项  $u'_d$  与  $u'_q$  已经通过线性耦合补偿的方式得以补偿, 因此在速度环和电流环控制器的传递函数中已不存在  $d$  轴和  $q$  轴电流分量的耦合项, 即式 (3) 中  $u'_d = 0, u'_q = 0$ 。在 1.2 节的分析中, 经前馈解耦补偿控制器输出的控制量为三相逆变器的开关函数, 但在实际的能量传递过程中, 控制器输出的开关函数却是表征  $q$  轴的电压分量  $u_q$ 。

由于  $L_d = L_q$ , 式 (1) 的 PMSM 扭矩方程可表示为

$$T_m = \frac{3}{2} \lambda i_q \quad (5)$$

将式 (5) 带入式 (1) 中, 可得转速  $\omega$  与  $q$  轴电流分量  $i_q$  的关系式为

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left( T_m - \frac{3}{2} \lambda p i_q - F \omega \right) \quad (6)$$

根据以上的分析, 可得  $q$  轴电流的传递函数框图如图 4 所示。

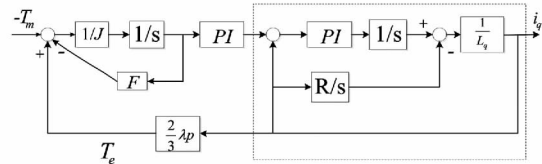


图 4  $q$  轴电流等效传递函数框图

根据式 (4) 所表述的  $q$  轴电流方程建立图 4 虚线框中的电流内环。这里采用了  $i_{dref} \equiv 0$  的控制方式, 因此, 在  $q$  轴电流内环的传递函数中不再表述  $d$  轴电流分量在  $q$  轴电流的耦合项。由于静止坐标与旋转坐标的 Clark 和 Park 变换只是数学上的理论变换, 并且其变换的依据正是基于功率不变的约束, 因此在  $q$  轴等效的传递函数中不需要列写 Clark 和 Park 变换环节。

以图 4 中左侧 PI 控制器的输出作为电流内环的输入  $q$  轴电流分量  $i_q$  作为输出, 可得  $q$  轴电流内环的传递函数为

$$G(s) = \frac{(K'_p - R)s + K'_i}{L_q s^2 + (K'_p - R)s + K'_i} \quad (7)$$

式中  $K'_p, K'_i$  分别为内环 PI 控制器的比例与积分系数。

图 4 中虚线框之外的系统为  $q$  轴电流矢量的转速外环, 其输入量为机械扭矩  $T_m$ , 输出为电磁扭矩  $T_e$ 。将输出的电磁扭矩作为扭矩输入的参考值送入速度内环, 从而建立速度外环与电流内环之间的联系。从图 4 可以看出  $q$  轴的电流内环是单输入单输出 (SISO) 的系统, 将其作为一个传递函数模块加入到速度外环的模型中, 见图 5, 可得双闭环传递函数。

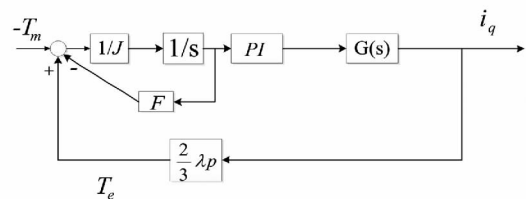


图 5  $q$  轴矢量控制的速度外环

令  $M(s)$  为前向通道的传递函数  $q$  轴速度外环

传递函数方程为

$$\begin{cases} -T_m(s) + T_e(s) = E(s) \\ E(s) \cdot M(s) = I_q(s) \\ I_q(s) \cdot \frac{3}{2}p\lambda = T_e(s) \end{cases} \quad (8)$$

对式(8)进行化简,得到全系统的闭环传递函数为

$$\frac{I_q(s)}{T_m(s)} = \frac{a_1s^2 + a_2s + a_3}{b_1s^4 + b_2s^3 + b_3s^2 + b_4s + b_5} \quad (9)$$

式中:  $a_1 = K_p(K'_p - R)$ ;  $a_2 = K_i(K'_p - R) + K_pK'_i$ ;  $a_3 = K_iK'_i$ ;  $b_1 = L_qJ$ ;  $b_2 = FL_q + JK'_p - JR$ ;  $b_3 = FK'_p - FR + JK_i + \frac{3}{2}p\lambda K_pK'_p + JK_i - \frac{3}{2}p\lambda K_pR$ ;  $b_4 = FK_i + \frac{3}{2}p\lambda K_iK'_p - \frac{3}{2}PK_pK'_i + \frac{3}{2}p\lambda K_pK'_i$ ;  $b_5 = \frac{3}{2}p\lambda K_iK'_i$ ;  
 $K_p$ 、 $K_i$  为速度外环的 PI 参数。

稳定作为控制系统重要的性能指标,也作为系统能够正常运行的首要条件,如果系统不稳定,就会在任何微小扰动作用下偏离原来的平衡状态,并随着时间的推移而发散。任何系统在扰动的作用下,都会发生偏离平衡状态的现象,产生偏差。因而,分析系统的稳定性是控制理论的基本任务之一。对于一阶或二阶系统,可以通过求解系统特征根的方法来判定系统的稳定性,但高阶系统的求根工作量是很大的<sup>[11]</sup>。通常的方法是借助劳斯稳定判据来判定高阶系统的稳定性。

由式(9)可知 PMSM 全系统的特征函数为

$$H(s) = b_1s^4 + b_2s^3 + b_3s^2 + b_4s + b_5 \quad (10)$$

列写系统的劳斯表如表 1 所示。

表 1 PMSM q 轴电流传递函数劳斯表

项	系数		
$s^4$	$b_1$	$b_3$	$b_5$
$s^3$	$b_2$	$b_4$	0
$s^2$	$(b_2b_3 - b_2b_5)/b_2$	$b_5$	
$s^1$	$-b_2b_2b_5/(b_2b_3 - b_1b_4) + b_4$	0	
$s^0$	$b_5$		

根据永磁同步电机的参数,由劳斯稳定判据的充要条件求解劳斯表中的第一列元素,使其全部大于 0,即可得到转速内环和电流外环的 PI 参数范围。 $d$  轴电流分量采用的相同的方法,具体的整定过程不再赘述。

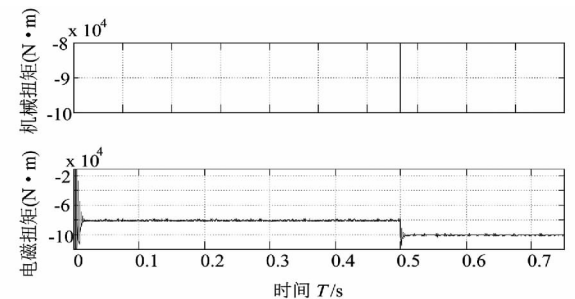
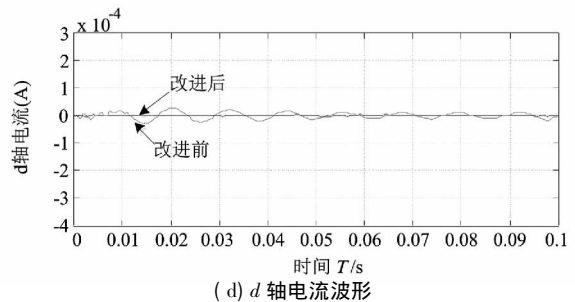
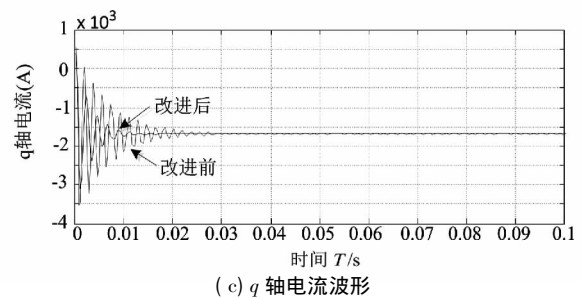
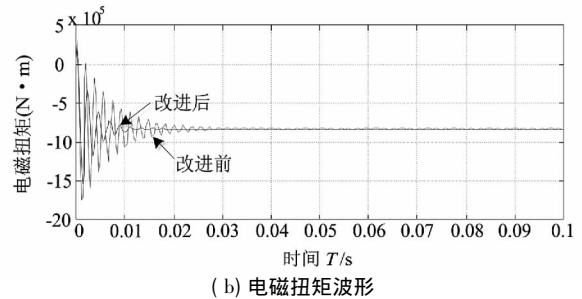
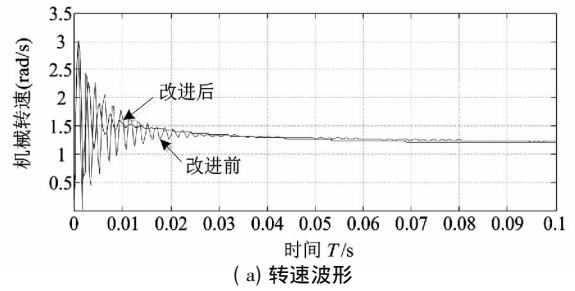


图 6 仿真波形

## 4 仿真验证及分析

根据以上分析,在 Matlab/Simulink 中建立基于前馈解耦补偿的 PMSM 模型框图。选用一典型永

磁直驱同步电机,其仿真模型的参数为: $\lambda = 11 \text{ Wb}$ ;  $F = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ ;  $\omega = 1.1 \text{ rad/s}$ ;  $L_d = L_q = 0.05 \text{ H}$ ;  $P = 10$ ;  $J = 1/1060 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。由以上给定的 PMSM 参数求解表 1 中第一列的元素,使其全部为正数,得出电流内环和转速外环的控制器参数  $K'_p$ 、 $K'_i$  与  $K_p$ 、 $K_i$  的范围,在此范围内,通过“大误差小增益,小误差大增益”的经验知识来调整控制器的 PI 参数<sup>[12]</sup>。根据求出的 PI 参数,在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,给定电机额定转速  $\omega_{set}$  和机械扭矩  $T_{m-set}$ 。

运行仿真模型,得到 PMSM 的机械转速、电磁扭矩以及  $d$  轴与  $q$  轴的电流波形。为了测定整定得到的 PI 参数对系统输入量发生突变时的鲁棒性以及其对扭矩变化的响应速度,在 PMSM 系统稳定运行 0.5 s 时,使电机的机械扭矩发生跃变,观测其在参数跃变后的扭矩波动的波形。仿真波形见图 6。

从图 6(a) 可知,电机在给定负载的情况下,改进后的控制器相较于改进前的控制器响应速度更快,波形抖动的幅度更小。图 6(b) 中,改进后的控制器减小了 PMSM 的电磁扭矩超调量,并且在更短的时间内使电磁扭矩达到了参考值。由等式  $T_m = \frac{3}{2} \lambda p i_q$  可知,  $T_m$  与  $i_q$  呈线性相关,因此在图 6(c) 中,经改进后的控制器输出的  $q$  轴电流波形同样具有超调量小、响应速度快等特点。从图 6(d) 中可以看出改进后与改进前的  $d$  轴的电流分量波形虽然在同一数量级上,但改进后的波形明显较改进前的波形更平缓,并且与理想的  $d$  轴电流分量偏差也 smaller。从图 6(e) 中,可以看出 PMSM 在机械扭矩在 0.5 s 发生跃变时,PI 控制器能够使 PMSM 瞬时恢复到稳定状态。可见,整定得到的 PI 控制器的参数对系统状态变化有较强的鲁棒性和快速的响应特性。

相比改进前的控制策略,改进后的前馈解耦控制方案,对  $d$  轴和  $q$  轴之间的耦合量  $p\omega i_q$ 、 $-p\omega i_d$  与  $\lambda p\omega/L_q$  进行了补偿,使  $d$  轴和  $q$  轴分量中不再出现耦合项。

## 4 结 论

在分析传统控制方法的基础上,考虑到  $d$  轴和  $q$  轴的耦合,提出前馈解耦的控制策略,并针对前馈解耦补偿控制的 PMSM 全系统进行了分析,得出了基于  $q$  轴电流分量的双闭环系统与 PMSM 数学模型之间的联系以及简化的传递函数模型。由于其传递函数为高阶方程,控制理论中针对一阶和二阶的求

解特征根的方法已不再适用,提出利用劳斯稳定判据来整定控制器参数范围的方法。仿真结果表明,依据得出的全系统简化传递函数能够有效实现控制目标,并且在输入量发生变化时,能使系统快速达到稳定状态并对系统变化有较好的鲁棒性。然而基于劳斯稳定判据整定的 PI 参数,并不能得到精确的比例和积分参数,需要进行多次的调试是所提方法需要改进的研究方向。

## 参考文献

- [1] 李政,胡广大,崔家瑞,等.永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2014,34(3):431-437.
- [2] 耿翠红,曹以龙.基于 DSP 的 PMSM 矢量控制系统的硬件和软件实现[J].电力电容器与无功补偿,2014,35(1):30-33.
- [3] 郭磊磊,张兴,杨淑英,等.一种改进的永磁同步发电机模型预测直接转矩控制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(18):1-9.
- [4] Bimal K. Bose. 现代电力电子学与交流传动[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [5] 唐小琦,白玉成,陈吉红.永磁同步电机高性能电流解耦控制的研究[J].电气传动,2009,39(10):18-22.
- [6] 陈荣.永磁同步电机控制系统[M].北京:中国水利水电出版社,2009.
- [7] P Krause, O Wasynczuk, S Sudhoff, et al. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems [M]. IEEE Press, 2002.
- [8] D Grenier, L A Dessaint, O Akhrif, et al. Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent-magnet Synchronous Motor Using Saliency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 680-687.
- [9] 李三东,薛花,纪志成.基于 Matlab 永磁同步电机控制系统的仿真建模[J].江南大学学报(自然科学版),2004,3(2):115-120.
- [10] 黄知超,杨升振,延红艳,等.基于  $dq$  坐标系有功无功电流解耦空间电压矢量的 STATCOM 控制方法[J].电测与仪表,2012,49(12):32-36.
- [11] 胡寿松.自动控制原理[M].北京:科学出版社,2008.
- [12] 黄一,张文革.自抗扰控制器的发展[J].控制理论与应用,2002,19(4):485-492.

作者简介:

荆世博(1989),硕士研究生,主要研究方向为可再生能源并网技术;

王维庆(1959),博士、教授、博士生导师,研究方向为电力系统自动化和风力发电机组的智能控制。

(收稿日期:2017-03-04)