

# 同步磁阻电机定子电流最优控制

杨丁贵, 汤宁平, 戴熠晨

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

**摘要:** 针对磁路饱和对同步磁阻电机运行特性的影响, 提出了定子电流最优控制策略。通过有限元法对电感与电流的非线性关系进行拟合, 并利用拟合结果得到最优定子电流随转矩变化的运行轨迹, 以实现同步磁阻电机最大转矩电流比(MTPA)控制; 同时对于交直流轴电流环相互耦合的问题, 提出磁路饱和补偿的电流环设计, 以提高其动静态性能。仿真与试验结果验证了该方案的有效性。

**关键词:** 同步磁阻电机; 磁路饱和; 有限元; 最大转矩电流比; 电流环

**中图分类号:** TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)08-0032-06

## Optimal Stator Current Control of Synchronous Reluctance Machine

YANG Dinggui, TANG Ningping, DAI Yichen

(College of Electrical & Automation Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** The optimal stator current control of synchronous reluctance machine (SynRM) considering magnetic saturation was proposed. With the finite method, the nonlinear relationship between current and inductance obtained, and then the optimal trajectory of stator current changing with load was got to realize maximum torque per ampere (MTPA) control; As to the coupling problem of traditional current loop, decoupling control considering magnetic saturation was proposed to improve the dynamic and static performance. Simulation and experimental results verified the effectiveness of the scheme.

**Key words:** synchronous reluctance machine; magnetic saturation; finite element; maximum torque per ampere (MTPA); current loop

## 0 引言

同步磁阻电机转子无绕组, 不存在铜耗, 与同等级的异步电机相比具有更高的运行效率, 同时避免了开关磁阻电机噪声和转矩脉动大的缺陷。但早期的同步磁阻电机存在功率因数偏低及出力偏小的问题<sup>[1]</sup>, 为此采用叠片式转子结构, 使电机的凸极比在一定饱和程度下仍可保持较大数值<sup>[2]</sup>。从控制角度看, 如何通过最优控制策略进一步提高同步磁阻电机的效率成为了一个新的研究热点。

目前应用于同步磁阻电机矢量控制系统的控制策略主要有四种: 最大转矩电流比控制(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)、最大转矩变化率控制、最大功率因数控制和恒  $d$  轴电流控

制<sup>[3-4]</sup>。但这四种控制策略是在线性模型中推导的最优控制方案, 忽略了磁路饱和的影响, 而磁路饱和会导致最优电流角偏离 MTPA 的  $45^\circ$ 。为了避开电感和磁链等非线性因素对控制系统的影响, 文献[5-7]提出了基于变步长搜索理论的 MTPA 控制, 通过实时观测不同电流角下的转矩变化, 实现对 MTPA 最优运行点的搜索。虽然搜索法具有很好的鲁棒性, 但却始终无法避免收敛时间长、动态响应差的弊端。文献[8-9]提出了考虑磁路饱和和铁耗的同步磁阻电机损耗最小控制, 通过建立不同的损耗模型得到最优电流运行轨迹。但是铁耗等值电阻并非常数, 受到运行频率和调制系数的影响<sup>[10]</sup>, 同时考虑磁路饱和和铁耗的影响将会大大增加损耗最小控制算法的运算

作者简介: 杨丁贵(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机理论与控制技术。

汤宁平(1954—), 男, 教授, 研究方向为新型电机理论与控制技术。

量;且磁路饱和对电机运行效率的影响远大于铁耗,因此研究磁路饱和对电机节能运行的影响更有意义。

针对上述控制方法的不足,本文提出了考虑磁路饱和的定子电流最优控制:利用有限元拟合法得到最优电流矢量随转矩变化的运行轨迹,而在控制系统中根据转矩给定值最优分配  $dq$  轴电流从而实现 MTPA 控制;同时提出了基于磁链观测的电流环设计,从而提高电流调节器的动静态性能。

## 1 同步磁阻电机数学模型的建立

### 1.1 同步旋转 $dq$ 坐标系的线性数学模型

电压方程:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - w_r \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + w_r \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} P_0 (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} P_0 (L_d - L_q) i_d i_q = \frac{3}{4} P_0 (L_d - L_q) I_m^2 \sin 2\theta \quad (3)$$

运动方程:

$$T_e - T_L = \frac{J}{P_0} \frac{dw_r}{dt} \quad (4)$$

式中:  $u_d, u_q, i_d, i_q, \psi_d, \psi_q, L_d, L_q$ —— $dq$  轴的电压、电流、磁链和电感;

$T_e, T_L$ ——电磁转矩与负载转矩;

$R_s$ ——定子电阻;

$w_r$ ——转子同步电角速度;

$P_0$ ——转子极对数;

$\theta$ ——电流矢量与  $d$  轴的夹角,即电流角;

$I_m$ ——电流矢量幅值。

### 1.2 磁路饱和对电机建模的影响

同步磁阻电机的电感会随饱和程度不同而改变,从而影响电机的运行特性。考虑到磁路饱和时,电感  $L_d, L_q$  不再是常数,而是  $dq$  轴电流的非线性函数,即  $L_d(i_d, i_q), L_q(i_d, i_q)$ 。由此得到考虑

磁路饱和时的磁链、电压与转矩方程:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d(i_d, i_q) i_d \\ \psi_q = L_q(i_d, i_q) i_q \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt} + i_d \frac{dL_d(i_d, i_q)}{dt} - w_r \psi_q \\ u_q = R_s i_q + L_q(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt} + i_q \frac{dL_q(i_d, i_q)}{dt} + w_r \psi_d \end{cases} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_0 [L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)] i_d i_q \quad (7)$$

考虑磁路饱和的影响后,同步磁阻电机的非线性数学模型变为变系数微分方程,方程中的电感非线性因素可以通过试验或有限元拟合得到。取输入电压  $u_d, u_q$  和负载转矩  $T_L$  作为控制变量,  $i_d, i_q$  和转速  $w_r$  作为状态变量,将式(5)~式(7)转化为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(i_d, i_q) & 0 & 0 \\ 0 & L_q(i_d, i_q) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{J}{P_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dw_r}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ w_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -w_r L_q(i_d, i_q) i_q \\ w_r L_d(i_d, i_q) i_d \\ -T_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d \frac{dL_d(i_d, i_q)}{dt} \\ i_q \frac{dL_q(i_d, i_q)}{dt} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)简记为式(9):

$$U = L \frac{dx}{dt} + R x + C + D \quad (9)$$

式中:  $x$ ——状态变量 ( $x = [i_d \ i_q \ w_r]^T$ );

$U$ ——控制变量 ( $U = [u_d \ u_q \ T_L]^T$ );

$L, R$ ——系数矩阵;

$C$ ——交直轴耦合项;

$D$ ——电感微分项。

由此得到状态方程:

$$\frac{dx}{dt} = L^{-1}(U - R x - C - D) \quad (10)$$

## 2 磁路饱和对运行特性的影响

### 2.1 基于有限元法的电感参数拟合

为分析磁链饱和对电机运行特性的影响,通过有限元分析软件对电机磁场进行仿真。仿真样机的转子结构如图 1 所示,电机参数如表 1 所示。

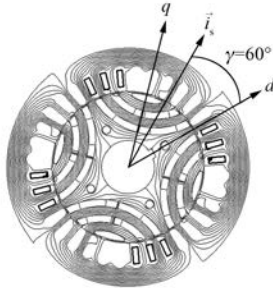


图 1 同步磁阻电机转子结构图

表 1 同步磁阻电机参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/kW	3	额定电压/V	380
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	1 500	额定电流/A	7.8
额定转矩/(N·m)	19	极对数	2
定子电阻/Ω	2.2	绕线方式	Y

由有限元法分析得到的 dq 轴电感参数与电流的非线性关系如图 2 所示。

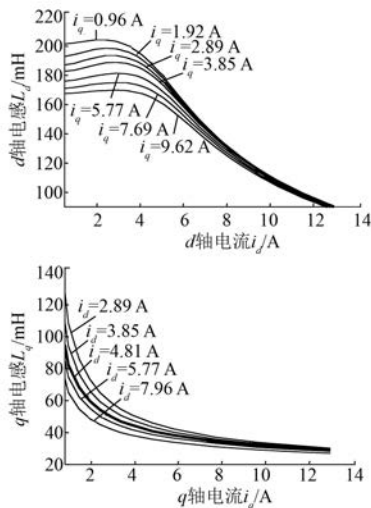


图 2 dq 轴电感与电流的关系

从仿真结果可得,随着电流的增大,饱和现象越明显而使电感值减小。由于 d 轴气隙小,磁阻小,因此 d 轴电感 L<sub>d</sub> 受自身磁路(d 轴磁路)和耦

合磁路(q 轴磁路)饱和影响大,即 L<sub>d</sub> 同时受到 dq 轴电流的影响,因此采用二元多项式拟合:

$$L_d(i_d, i_q) = k_{00} + k_{10}i_d + k_{01}i_q + k_{20}i_d^2 + k_{11}i_d i_q + k_{02}i_q^2 + k_{30}i_d^3 + k_{21}i_d^2 i_q + k_{12}i_d i_q^2 + k_{03}i_q^3 + k_{40}i_d^4 + k_{31}i_d^3 i_q + k_{22}i_d^2 i_q^2 + k_{13}i_d i_q^3 + k_{50}i_d^5 + k_{41}i_d^4 i_q + k_{32}i_d^3 i_q^2 + k_{23}i_d^2 i_q^3 \quad (11)$$

q 轴磁路的气隙大,受 d 轴电流交叉饱和的影响小,所以可认为 q 轴电感只受到 q 轴电流的影响,因此可以取 d 轴电流为一定量时对 L<sub>q</sub> 采用一元高斯进行拟合(这里取 i<sub>d</sub>=4.81 A),dq 轴电感拟合系数如表 2 所示。

表 2 dq 轴电感拟合系数

系数名称	系数值	系数名称	系数值	系数名称	系数值
k <sub>00</sub>	199.9	k <sub>30</sub>	0.207 5	k <sub>22</sub>	0.014 43
k <sub>10</sub>	15.68	k <sub>21</sub>	0.172 7	k <sub>13</sub>	0.004 828
k <sub>01</sub>	-9.796	k <sub>12</sub>	-0.206 6	k <sub>50</sub>	-0.000 731 8
k <sub>20</sub>	-5.114	k <sub>03</sub>	-0.019 29	k <sub>41</sub>	0.000 867 2
k <sub>11</sub>	1.099	k <sub>40</sub>	0.012 88	k <sub>32</sub>	-0.000 248 8
k <sub>02</sub>	0.758 7	k <sub>31</sub>	-0.026 67	k <sub>23</sub>	-0.000 25
a <sub>1</sub>	2.795E+05	b <sub>1</sub>	-34	c <sub>1</sub>	11.66
a <sub>2</sub>	131.6	b <sub>2</sub>	-0.791	c <sub>2</sub>	1.026
a <sub>3</sub>	-1.247	b <sub>3</sub>	2.538	c <sub>3</sub>	0.880 3
a <sub>4</sub>	1.65E+16	b <sub>4</sub>	-2 413	c <sub>4</sub>	416.2

$$L_q(i_q) = a_1 \exp\{-[(i_q - b_1)/c_1]^2\} + a_2 \exp\{-[(i_q - b_2)/c_2]^2\} + a_3 \exp\{-[(i_q - b_3)/c_3]^2\} + a_4 \exp\{-[(i_q - b_4)/c_4]^2\} \quad (12)$$

### 2.2 最优定子电流随负载变化的运行轨迹

MTPA 控制,又称为定子电流最小控制,目的是在产生相同转矩的情况下,最优地分配 dq 轴定子电流,使定子电流最小,进而使定子铜耗最小。由于同步磁阻电机转子不存在铜耗,损耗主要集中在定子侧,如果忽略铁耗与机械损耗的影响,MTPA 控制即效率最优控制。定子电流的减小同时也降低了对逆变器与整流器的容量要求,使整个系统的成本下降。

由式(3)可知,当不考虑磁路饱和时只要电流角 θ=45°即可实现 MTPA 控制,但考虑磁路饱和时最优电流角不再是 45°,随负载的变化而变化。因

为  $L_d$  受磁路饱和影响大,  $d$  轴电流的增大使得  $L_d$  减小, 从而降低了同步磁阻电机的凸极比, 使电机的转矩下降。因此当输入电流幅值相同时, 应适当减小  $d$  轴电流所占的比例, 以减缓因磁路饱和导致的凸极比下降, 使电机输出最大转矩。

根据上文分析, 可以利用电感参数拟合结果得到最优定子电流矢量随负载变化的运行轨迹。将式(11)、式(12)代入式(3)中, 可以得到考虑磁路饱和时的转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} P_0 I_m^2 \sin(2\theta) [L_d(i_d, i_q) - L_q(i_q)] \quad (13)$$

由式(13)可知, 对于给定的电流幅值  $I_m$ , 转矩  $T_e$  为电流角  $\theta$  的函数。由此得到不同电流幅值  $I_m$  下的转矩  $T_e$  和电流角  $\theta$  关系, 如图3所示。

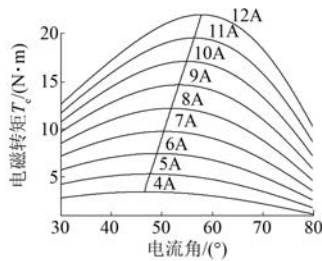


图3 电磁转矩  $T_e$  和电流角  $\theta$  关系图

从图3可知, 最优电流角并不是  $45^\circ$ , 而是随电磁转矩的增加而增加。因此可以用曲线拟合的方法得到最优电流角与转矩的关系:

$$\theta^{opt} = 0.6162T_e + 44.39 \quad (14)$$

### 3 最优定子电流矢量控制系统

#### 3.1 dq 轴电流给定值的确定

最优定子电流矢量控制系统框图如图4所示, 其中F1和F2是函数发生器, 是根据图3有限的分析结果, 离线得到如式(15)所示的最优电

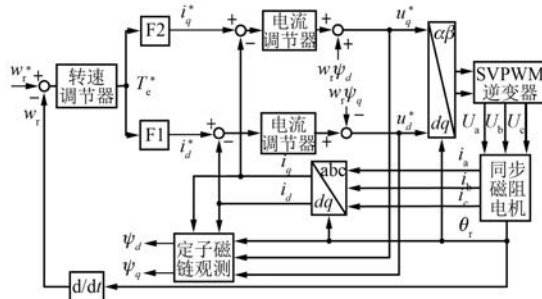


图4 同步磁阻电机最优定子电流矢量控制框图

流矢量( $i_d, i_q$ )与电磁转矩的关系。图5也给出了这两条函数曲线。

$$\begin{cases} i_d = f_1(T_e) \\ i_q = f_2(T_e) \end{cases} \quad (15)$$

在控制系统中, 由转速调节器确定转矩给定值  $T_e^*$ ; 通过转矩给定值按照图5最优分配  $dq$  轴电流, F1和F2函数发生器可以用查表的方法实现, 其输出为  $dq$  轴电流的给定值  $i_d^*, i_q^*$ 。

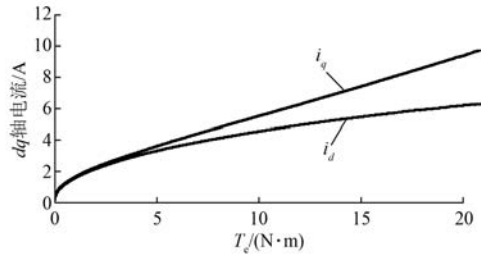


图5 最优定子电流  $dq$  轴分量与电磁转矩的关系

#### 3.2 考虑磁路饱和的电流环设计与磁链观测

传统PI调节器忽略了交直流电流环的相互耦合作用, 其输出电压一部分用于抵消反电动势, 一部分用于控制交直流电流, 导致动态与稳态性能下降。文献[11]提出带补偿项的电流环设计能有效地提高电流环的性能, 但需要电感参数且电感为常数, 没有考虑磁路饱和的影响。

如图4所示, 利用定子磁链得到补偿项( $w_r \psi_d$ 与 $w_r \psi_q$ )不需要电感参数, 但关键是对定子磁链精确观测, 尤其要考虑磁路饱和的影响。

为此提出了如图6所示电压电流混合模型磁链观测器。针对电流模型中因磁路饱和导致电感参数变化, 可以采用查表的方法予以修正。如式(16)低速时根据检测到的  $dq$  轴电流, 利用查表法得到  $dq$  轴定子磁链, 进而通过坐标变换得  $\alpha\beta$  坐标系下的定子磁链; 中高速时对电机的反电动势进行积分的到定子磁链; 两个模型之间的误差经过PI调节器产生补偿电压  $u_{com}$ , 来弥补因磁路饱和、检测误差和低频积分困难导致的定子磁链观测不准。

$$\begin{cases} \vec{\psi}_s^u = \int (\vec{u}_s - R_s i_s + \vec{u}_{com}) dt \\ \vec{\psi}_s^i = (L_d i_d + j L_q i_q) e^{j\theta_r} \\ \vec{u}_{com} = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\vec{\psi}_s^u - \vec{\psi}_s^i) \end{cases} \quad (16)$$

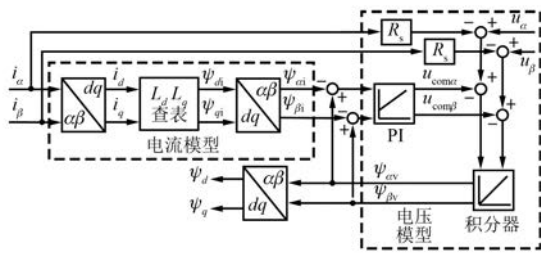


图6 电压电流混合模型的磁链观测器

### 4 控制系统仿真

利用式(8)~式(10)所示的状态方程,通过MATLAB/Simulink软件中的s函数建立了考虑磁路饱和的同步磁阻电机非线性数学模型,搭建了如图4所示的最优定子电流控制策略仿真系统,电机参数如表1所示,其中电感非线性因素采用式(11)、式(12)的拟合结果。

将电机的速度控制在1000 r/min,改变电机的负载,观测电机不同负载下的输入电流,以比较不考虑磁路饱和的MTPA控制(即恒电流角45°控制)与考虑磁路饱和的最优定子电流控制之间的差别。当电机的速度稳定时,改变电机的负载 $T_L$ 分别为6、9、12、15、18 N·m。图7为两种控制方案的电磁转矩、输入电流与转速仿真波形。当启动电流相同时,采用恒45°方案的启动转矩为18.1 N·m,小于最优电流控制的启动转矩20.2 N·m,因此最优电流控制的转速响应快于恒

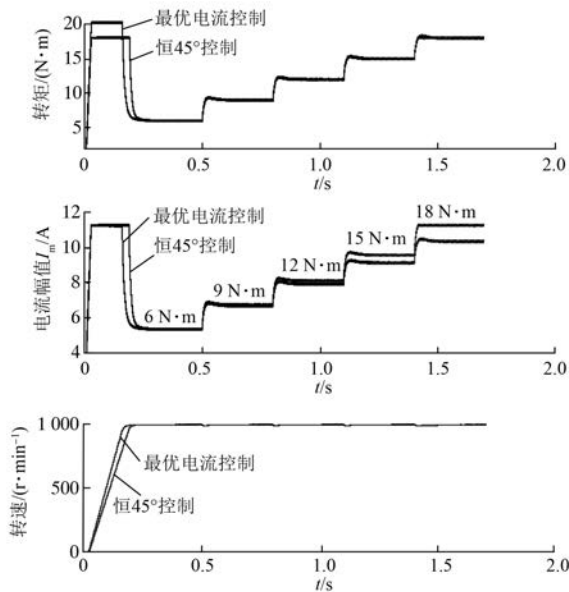


图7 最优电流控制与恒电流角45°控制的仿真波形

电流角控制。稳态时对于相同的负载,采用最优电流控制的输入电流小于采用恒电流角45°控制的电流,而且负载越大两种控制方法的电流差值就越大。因此最优电流控制可以有效降低输入电流以提高电机的效率。

### 5 试验结果及其分析

本文以F2812DSP作为控制器设计了同步磁阻电机数字控制试验平台,以一台直流发电机作为负载,并接有转矩测量仪与功率分析仪,来验证上述理论分析结果的准确性。

#### 5.1 稳态运行特性

为了验证不同电流角下的同步磁阻电机运行特性,以转矩、电流和转速为控制变量得到同步磁阻电机稳态运行特性。

图8为转速900 r/min时,不同输入电流幅值下的电流角-输出转矩曲线。当输入电流相同时,输出转矩随着电流角的增加先增大后减小,存在最优电流角使输入电流相同时输出转矩最大,最优电流角轨迹与图3所示的有限元分析结果基本一致。

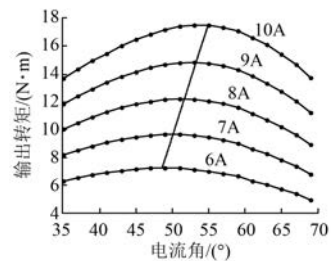


图8 转速为900 r/min时,电流角-转矩曲线

图9为输出转矩为14.3 N·m时,不同转速下的电流角-效率曲线。由图9可知,不同转速下,当电流角为53°(MTPA控制对应的最优电流角)时,电机效率达到最优,因此速度的变化对最优定子电流角的控制影响不大,在控制过程中可以不考虑转速的因素。

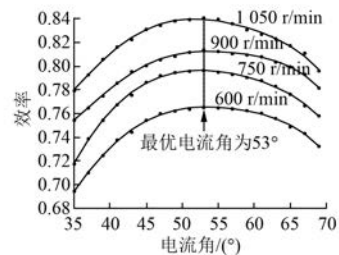


图9 不同转速下的电流角-效率曲线

## 5.2 两种控制策略的比较

图 10 给出了最优定子电流控制与恒电流角  $45^\circ$  控制的输出转矩与输入电流关系的实测结果。可以看出最优定子电流控制有明显优势,能够有效减低电流从而提高电机效率。

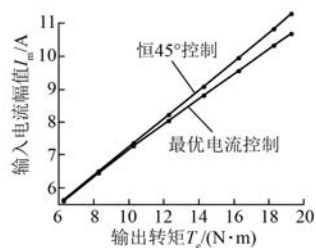


图 10 两种控制方法的转矩-电流曲线

## 6 结 语

本文所建立的同步磁阻电机非线性数学模型反映了磁路饱和和对电机运行特性的影响,为进一步研究同步磁阻电机的精确控制奠定基础。通过有限元分析结果得到同步磁阻电机的最优电流轨迹与转矩的关系,并由转矩给定值最优分配  $dq$  轴电流可以保证电机工作在 MTPA 最优点,使电机效率达到最高。转速对同步磁阻电机最优定子电流的影响很小,因此在考虑磁路饱和的 MTPA 控制策略中可以忽略转速的影响。

### 【参考文献】

[ 1 ] 吴汉光,林秋华,游琳娟.同步磁阻电动机研究[J].中国电机工程学报,2002,22(8): 94-98.  
[ 2 ] 辜承林,CHALMERS B J.高密度轴向迭片式 ALA 转子同步电机的优化设计[J].中国电机工程学报,1998(1): 29-33.

[ 3 ] BETZ R E. Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines[J].Iee Proceedings B,1992,139(4): 355-364.  
[ 4 ] 杜佳星.同步磁阻电机的矢量控制研究[D].武汉:华中科技大学,2006.  
[ 5 ] 李军,何资,林嘉义.基于黄金分割搜索法的 IPMSM 最大转矩电流比控制[J].微电机,2014(9): 32-36.  
[ 6 ] 廖勇,伍泽东,刘刃.车用永磁同步电机的改进 MTPA 控制策略研究[J].电机与控制学报,2012,16(1):12-17.  
[ 7 ] LUBIN T, RAZIK H, REZZOUG A. On-line efficiency optimization of a synchronous reluctance motor[J]. Electric Power Systems Research,2007,77(5): 484-493.  
[ 8 ] YAMAMOTO S, HIRAHARA H, ADAWEY J B, et al. Maximum efficiency drives of synchronous reluctance motors by a novel loss minimization controller with inductance estimator [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications,2013,49(6): 2543-2551.  
[ 9 ] QU Z, TUOVINEN T, HINKKANEN M. Minimizing losses of a synchronous reluctance motor drive taking into account core losses and magnetic saturation[ C ] // European Conference on Power Electronics and Applications,2014: 1-10.  
[ 10 ] 罗富强,夏长亮,乔照威,等.PWM 激励下异步电机铁耗等值电阻模型[J].电工技术学报,2012,27(7): 101-108.  
[ 11 ] 邓仁燕,唐娟,夏炎,等.基于前馈补偿的永磁同步电机电流环解耦控制[J].电力电子技术,2013,47(6): 68-70.

收稿日期: 2016 -07 -11

(上接第 25 页)

[ 16 ] 蒋凯,李浩秒,李威,等.几类面向电网的储能电池介绍[J].电力系统自动化,2013,37(1): 47-53.  
[ 17 ] JIANG K, LI H M, LI W, et al. On several battery technologies for power grids [ J ]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 47-53.  
[ 18 ] 彭思敏,曹云峰,蔡旭.大型蓄电池储能系统接入微电网方式及控制策略[J].电力系统自动化,2011,35(16): 38-43.

[ 19 ] PENG S M, CAO Y F, CAI X. Control of large scale battery energy storage system interface to microgrid [ J ]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 38-43.  
[ 20 ] 薛亚林,周建萍,朱建萍,等.微电网混合储能及其控制策略研究现状和挑战[ C ] // 上海: 全国智能电网学术会议,2015: 69-74.

收稿日期: 2016 -10 -21