

内置式永磁同步电机效率优化控制策略

刘兴中^{1,2}, 张显亭^{1,2}, 魏旭来^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵州 贵阳 550008;
2. 国家精密微特电机工程技术研究中心, 贵州 贵阳 550008)

摘要: 以效率优化作为内置式永磁同步电机(IPMSM)驱动系统控制目标,研究了 IPMSM 的最大转矩电流比控制(MTPA)系统,并分析了 MTPA 控制的不足。在传统效率优化控制算法基础上充分考虑分析铜耗、铁耗和杂散损耗影响,并考虑参数变化的二次补偿,提出新的损耗最小化控制策略,并对其实际应用进行了工程化简,兼顾了效率优化精度和工程实现性。采用 MATLAB 软件建立了系统仿真模型,分析对比了以上两种控制策略效率优化效果,仿真结果证明了该策略的有效性。

关键词: 内置式永磁同步电机; 效率优化; 损耗最小控制; 最大转矩电流比控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)03-0067-05

Control Strategy of Efficiency-Optimization for IPMSM

LIU Xingzhong^{1,2}, ZHANG Xianting^{1,2}, WEI Xulai^{1,2}

(1. Guizhou Aerospace LinQuan Motor Co., Ltd., Guiyang 550008, China;
2. National Engineer Research Center for Small and Special Motors, Guiyang 550008, China)

Abstract: The paper which was focus on the efficiency-optimization of IPMSM drive system studied the MTPA system and analyzed the drawbacks of the MTPA. Based on the traditional efficiency-optimization algorithm, a novel LMC control strategy was proposed that the effect of copper loss, iron loss and stray loss and the second compensation for parameter variation were fully considered. To met the efficiency-optimization accuracy and engineering realizable, the engineering simplification were done in practical application. The simulation model of system with MATLAB was established, the performance of two kinds control strategy were compared and analyzed, the simulation results demonstrate the feasibility of the control strategy.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); efficiency-optimization; loss minimizing control (LMC); maximum torque per ampere (MTPA)

0 引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)驱动系统是一种新型的机电一体化电机调速装置,具有结构简单、可靠性高、功率密度较高和动态响应极快、优良的磁阻转矩性能等诸多优点。优异的性能使其成为电动汽车应用的研究重点。提高 IPMSM 的效率可以在一定程度上解决制约电动汽车发展的

续航里程问题,是推广电动汽车应用的重要研究方向。IPMSM 控制策略包括 $i_d = 0$ 控制、直接转矩控制、磁场定向矢量控制、最大转矩电流比控制(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)、损耗最小化控制(Loss Minimizing Control, LMC)等^[1-2]。本文主要讨论基于矢量控制的 MTPA 控制和 LMC 控制策略。

文献[3]中提出了一种新型的 MTPA 控制算法。该策略将交-直轴电流与转矩的关系曲线作

作者简介: 刘兴中(1979—),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机控制。

张显亭(1983—),男,工程师,研究方向为基于 FPGA 的高精度伺服系统。

魏旭来(1986—),男,工程师,研究方向为基于 FPGA 的高精度伺服系统。

线性化近似,然后采取 Lagrange 迭代算法求出产生最大转矩的交-直流电流,简单实用,且保持了较高的近似度。其他类似方法都是尝试将非线性关系线性化来简化计算,对于模型精确情况下有良好的控制效果。

但实际工况下电机的参数会随时间、温度、电流等条件变化而变化,从而使前置的电机模型不够准确,所以有专家提出使用在线测量电机参数的方法来解决这个难题。文献[4]中建议了一种基于模型参考自适应的参数辨识和最大转矩电流比控制相结合的方法,还增加了一个闭环来提高系统的稳定性。也有文献[5]通过采用最小二乘法在线辨识电机参数,以提高系统鲁棒性。不过总的来说,在线识别参数的算法都还比较复杂,对系统硬件计算能力要求较高,大大提高了控制器的成本。

基于损耗模型的效率优化控制(Loss Model Control, LMC)是一种典型的离线前馈式控制,需要先行测试电机的准确电磁参数,建立损耗功率相关的模型,然后根据模型得到损耗最小的目标函数,求解最优工作点时的控制变量指令值来控制电机。本质上将电磁控制问题转化为约束优化的数学计算问题。在矢量控制系统中一般选取控制变量为交直流电流 i_d, i_q [6-7]。

本文提出了一种改进的损耗最小控制策略 LMC,基于损耗模型的原理较为简单明了,建立了较为精确的损耗模型后就能通过计算保证在全速度范围内实现全局的效率最优化,相对于 MTPA 控制,LMC 控制不仅提升了效率,还扩展了优化控制范围。

1 IPMSM 损耗分析

由于机械损耗与电机的电流和磁链大小无关,在给定转矩和转速的情况下不可控,故在本研究中不作考虑。在本文研究的电机系统损耗包括铜耗 P_{Cu} 、铁损 P_{Fe} 和杂散损耗 P_{str} 三大部分,在 d, q 坐标系下,电机的总损耗可表示如式(1)所示:

$$P_t = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{str} = \left(\frac{3}{2} r_s + c_{str} \omega^2 \right) (i_d^2 + i_q^2) + c_{Fe} \omega^r (\lambda_d^2 + \lambda_q^2) \quad (1)$$

式中: r_s ——定子绕组电阻;

i_d, i_q ——交直流电流;

c_{str} ——杂散损耗系数;

ω ——电机电角速度;

c_{Fe} ——铁耗系数;

γ ——经验系数,一般取 1.5~1.6;

λ_d, λ_q ——交直流磁链;

c_{str} ——杂散损耗系数。

为了提升电机运行效率,即减小损耗功率,在各类损耗中,铜损和杂散损耗都是主要由定子电流的大小来决定的,所以在转矩及转速一定时减小定子电流幅值能减小铜耗与杂散损耗;但铁损取决于频率和磁密等因素。因此在 IPMSM 系统中考虑效率优化时,要综合考虑各种损耗因素的影响,确定最佳的 i_d, i_q 电流组合,从而使总的损耗最小,才能提高系统整体的效率。

2 传统 MTPA 控制原理

根据 IPMSM 的数学模型,在 dq 坐标系下,得到电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{4} p I_s \sin \gamma [(L_d - L_q) I_s \cos \gamma + \psi_f] = \frac{3}{4} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f i_q] \quad (2)$$

式中: p ——电机极对数;

L_d ——直轴电感;

L_q ——交轴电感;

ψ_f ——永磁磁链。

前半部分称之为磁阻转矩,在式(2)中, $T_r = \frac{3}{4} p (L_d - L_q) I_s^2 \sin \gamma \cos \gamma$; 后半部分是永磁转矩 $T_p = \frac{3}{4} p I_s \sin \gamma \psi_f$ 。IPMSM 具有凸极的结构,所以交直流电感不一致,因此式(2)中的磁阻转矩项不为零,一般 $L_d \leq L_q$,故施加一个负向的直轴电流即可得到磁阻转矩,增大电机的转矩输出能力,或者在同样的转矩输出情况下减小所需要的定子电流。在表贴式永磁同步电机中, $L_d = L_q$, 故磁阻转矩为零。MTPA 控制就是利用磁阻转矩来减小铜耗,提升电机的效率,增大输出转矩。

当定子电流 I_s 取恒定值时,各转矩值将随着定子电流矢量角 γ 的取值不同而发生改变。在 MTPA 控制策略中,找到这个最优矢量角就是控制的目标。电机的电流矢量应满足:

$$\frac{\partial(T_e)}{\partial\gamma} = 0 \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)中,可计算得:

$$\frac{\partial(T_e)}{\partial\gamma} = \frac{3}{4}p\psi_f I_s \cos\gamma + \frac{3}{4}p(L_d - L_q)I_s^2 \cos 2\gamma = 0 \quad (4)$$

求解式(4)得到 MTPA 点的电流矢量角:

$$\gamma_{\text{MTPA}} = \arccos\left[\frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q)I_s}\right] \quad (5)$$

根据式(5)得到最大转矩电流比工作点的 γ_{MTPA} ,再计算两个坐标轴分量给定值 i_d^* 和 i_q^* ,驱动电机工作在最理想的计算工作点。

在该控制算法中,外加指令转速减去实际转速得到转速差,转速差值经过 PI 控制器后得转矩的给定值,又由式(2)可得到 I_s ,进而由式(5)计算得到 γ_{MTPA} ,再得到交直流电流给定 i_d^* 和 i_q^* 。

但 MTPA 控制也有其不可避免的控制缺陷。最优矢量角 γ_{MTPA} 随 L_q 的增大而增大,变化范围差值超过 30° ,明显受到磁饱和及耦合磁化效应影响很大,显然,这会对控制精度将产生较大的影响。说明 L_q 的变化将对 MTPA 控制方式产生不可忽略的影响。除此之外,在超出额定工作点的运行区间使用 MTPA 控制策略系统会出现振荡,即 MTPA 控制策略下电机只能工作于恒转矩区域而不能到达恒功率运行区间。

所以,针对最大转矩电流比控制策略受电感参数影响精确度和不能控制到超额定工作范围区间的缺陷,提出了损耗最小化的约束优化算法理论。

3 LMC 策略

本质上损耗最小化问题是一个约束优化问题。即在该损耗功率模型框架下,于电压限制椭圆和电流限制圆内寻找交-直轴电流 i_d^* 、 i_q^* 组合而达到指令的转矩和速度的输出,符合转矩转速指令的组合有无数种情况,然而需要找到且使得式(6)的 $P_t(i_d, i_q)$ 取到最小值的只有一个最优解。

$$P_t(i_d, i_q) = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{str}} = \left(\frac{3}{2}r_s + c_{\text{str}}\omega^2\right)$$

$$(i_d^2 + i_q^2) + c_{\text{Fe}}\omega^2[(L_d i_d + \psi_m)^2 + L_d^2 i_q^2] \quad (6)$$

由于方程的复杂性,解析解的显式形式几乎是不切实际的,因此工程应用中一般采取的是基于查找表法、拟合函数曲线法或者在线搜索技术。然而,查找表的建立代价昂贵,所以本研究采用的是拟合函数曲线法来寻找 LMC 的最优解。约束条件为

$$\begin{cases} \frac{3P}{4}[\Psi_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - T_0 = 0 \\ (L_d i_d + \psi_m)^2 \omega^2 + \omega^2 (L_q i_q)^2 \leq V_{\text{max}}^2 \\ i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\text{max}}^2 \end{cases} \quad (7)$$

定义拉格朗日算子为

$$L(i_d, i_q) = P_t(i_d, i_q) + \mu(T_e - T_0) \quad (8)$$

最优解存在的必要条件是将式(8)对 i_d 和 i_q 分别求偏导并令其为零,即可求得运行损耗功率最小时的 i_d 、 i_q 关系。将偏导方程代入 $i_q =$

$\frac{T_0}{(3P/4)[\Psi_m + (L_d - L_q)i_d]}$,可得直轴电流 i_d 关于转矩 T_0 、转速 ω 指令的四阶方程:

$$f_{\omega, T_0}(i_d) = A i_d^4 + B i_d^3 + C i_d^2 + D i_d + E = 0 \quad (9)$$

式中: A 、 B 、 C 、 D 、 E ——关于电机各参数和转速转矩指令的系数。

该四阶方程的解即是效率最优的直轴参考指令电流。

其中,

$$A = \frac{27p^3}{64}(L_d - L_q)^3(3r_s + 2c_{\text{str}}\omega^2 + 2c_{\text{Fe}}\omega^r L_d^2),$$

$$B = \frac{27p^3}{64}\psi_m(L_d - L_q)^2(9r_s + 6c_{\text{str}}\omega^r L_d^2 + 2(L_d - L_q)c_{\text{Fe}}\omega^r L_d),$$

$$C = \frac{27p^3}{64}\psi_m^2(L_d - L_q)(9r_s + 6c_{\text{str}}\omega^2 +$$

$$6c_{\text{Fe}}\omega^r L_d^2 + 6(L_d - L_q)c_{\text{Fe}}\omega^r L_d),$$

$$D = \frac{27p^3}{64}\psi_m^3[3r_s + 2c_{\text{str}}\omega^2 + 2c_{\text{Fe}}\omega^r L_d^2 +$$

$$6(L_d - L_q)c_{\text{Fe}}\omega^r L_d],$$

$$E = \frac{27p^3}{64}\psi_m^4 c_{\text{Fe}}\omega^r L_d - \frac{9p}{4}(L_d - L_q)r_s T_0^2 -$$

$$\frac{3p}{2}(L_d - L_q)c_{\text{str}}\omega^2 T_0^2 - \frac{3p}{2}(L_d - L_q)c_{\text{Fe}}\omega^r L_d.$$

一个四阶方程的求解是很复杂且难以实现

的,下面将该高阶方程进行近似化简,包括两个步骤:

(1) 考虑到高速 IPMSM 电感值很小从而式 (9) 中高次项系数 A 、 B 很小,经实际计算发现系数 A 、 B 在 10^{-14} 数量级,而系数 C 为 10^{-9} 数量级, D 为 10^{-7} 数量级, E 为 10^{-4} 数量级,所以相比之下可以忽略 A 、 B ,从而通过对多项式进行降阶至解二阶方程 $Ci_d^2+Di_d+E=0$,求得近似解 i_{d1} 、 i_{q1} :

$$i_{d1} = \frac{-D + \sqrt{D^2 + 4CE}}{2C} \tag{10}$$

$$i_{q1} = \frac{T_0}{(3p/4) [\psi_m + (L_d - L_q) i_{d1}]} \tag{11}$$

(2) 考虑由于磁场饱和造成的交轴电感参数 L_q 随电流的变动得到近似解参考电流情况下是实时电感值 $L_{q1}=L_{q0}(1-\alpha i_{q1})$,并且将系数 A 、 B 、 C 、 D 、 E 中的 L_q 全部替换成修正之后的 L_{q1} ,以使二次逼近时的系数更为接近实际情况。

得到新的电感参数 L_{q1} 后对式 (9) 进行泰勒展开:

$$f_{\omega,T_0}(i_d) = f_{\omega,T_0}(i_{d1}) + f'_{\omega,T_0}(i_{d1})(i_d - i_{d1}) = 0 \tag{12}$$

迭代二次逼近求得更准确的直轴电流指令值 i_{d2} :

$$i_{d2} \equiv i_{d1} - \frac{f_{\omega,T_0}(i_{d1})}{f'_{\omega,T_0}(i_{d1})} \tag{13}$$

最后再根据转矩方程得到更准确的交轴电流指令 i_{q2} :

$$i_{q2} = \frac{T_0}{(3p/4) \{ \psi_m + [L_d - L_{q0}(1 - \alpha i_{q1})] i_{d2} \}} \tag{14}$$

LMC 的核心算法取指令转速和指令转矩为输入变量,经过式 (13) 和式 (14) 计算得到优化解组合 (i_{d2}, i_{q2}) ,直接输出 (i_{d2}, i_{q2}) 作为参考指令电流 (i_d^*, i_q^*) 。输出参考电流指令 i_d^* 、 i_q^* 为 dq 旋转坐标系下的值,需经过坐标转换再作为 SVPWM 生成模块的输入来产生逆变器控制信号。

4 仿真结果及效率优化分析

仿真在 MATLAB/Simulink 环境下搭建,所用的电机为三相三对极 IPMSM,具体参数如表 1 所示。

表 1 IPMSM 参数

参数名称	参数值
额定工作电压/V	240
额定输出功率/kW	40
额定输出转矩/(N·m)	133
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 600
额定相电流/A	216
极对数 p	6
永磁体磁链/Wb	0.07
标称 d 轴电感 $L_d/\mu\text{H}$	375
标称 q 轴电感 $L_q/\mu\text{H}$	835
定子电阻 $r_s/\text{m}\Omega$	29.5

选取 IPMSM 在 2 600 r/min 的给定转速下空载起动,待电机转速达到稳定值后,在第 0.3 s 突加额定 133 N·m 的负载,观察电机在 LMC 控制策略下,系统运行的静态和动态响应性能,证实 LMC 策略的效果。图 1 为电磁转矩响应曲线,可以看到,起动时电机保持较大转矩输出,保证了在起动阶段较大的加速度,加速到指定转速后,输出电磁转矩准确跟踪负载转矩指令值,验证了驱动系统良好的转矩输出能力。图 2 为 LMC 控制策略下系统的损耗功率图,在系统稳定后 IPMSM 的输入输出功率也趋于稳定,损耗功率约为 3 000 W,效率在 90% 以上。另选取 IPMSM 在高速 6 000 r/min 的指令转速下空载起动,待电机转速稳定值后,在第 0.3 s 突加 20 N·m 的负载转矩,观察电机运行的动态性能,见图 3。可以看到,LMC 系统在转速特别高的恒功率运行区间同样具有良好性能。图 4 为 LMC 控制策略下系统的损耗功率图,在系统稳定后 IPMSM 的损耗功率也趋于稳定,此时损耗功率为 2 00 W 左右。

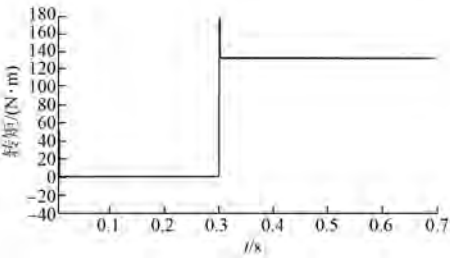


图 1 LMC 系统额定工况电机转矩响应曲线

基于前两节介绍的内容,下面对 LMC 与 MTPA 控制策略进行效率优化对比分析。

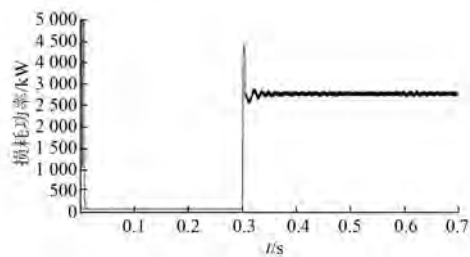


图2 额定工况下 IPMSM 的损耗功率

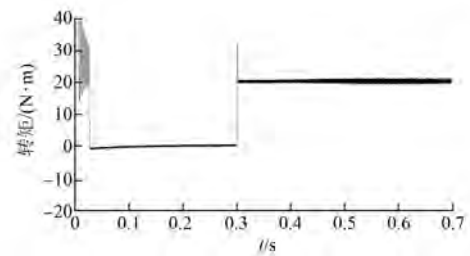


图3 高速运行工况下 IPMSM 转矩响应曲线

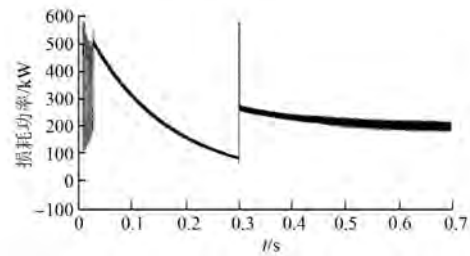


图4 高速工况下 IPMSM 的损耗功率

表2和表3所示为低速(1 000 r/min)工况和额定转速(2 600 r/min)工况下不同负载转矩时 LMC 策略和 MTPA 控制策略的效率优化效果对比。

表2 低速 LMC 和 MTPA 效率优化对比

$T/(\text{N} \cdot \text{m})$	20	60	100	140	180	220	
LMC	i_d/A	-18.72	-73.50	-121.00	-166.40	-210.50	254.00
	i_q/A	56.85	130.00	177.50	213.00	240.30	262.20
	P_{loss}/W	53.26	327.91	687.42	1 089.95	1 523.94	1 992.45
	$E_{\text{ff}}/\%$	97.52	95.04	93.84	93.08	92.52	92.04
MTPA	i_d/A	-17.27	-70.33	-118.20	-156.10	-189.50	-219.70
	i_q/A	57.31	135.20	191.90	290.60	335.70	
	P_{loss}/W	53.92	348.14	760.43	1 250.64	1 802.96	2 326.60
	$E_{\text{ff}}/\%$	97.49	94.75	93.23	92.14	91.27	90.53

表2的数据显示 LMC 算法求得的 i_d^* 比 MTPA 算法求得的 i_d^* 绝对值偏大,即磁阻转矩利

表3 额定转速 LMC 和 MTPA 效率优化对比

$T/(\text{N} \cdot \text{m})$	20	60	100	140	180	
LMC	i_d/A	-18.81	-72.68	-120.05	-167.00	-242.50
	i_q/A	56.51	129.00	177.50	211.90	220.30
	P_{loss}/W	22.44	137.40	177.50	211.90	220.30
	$E_{\text{ff}}/\%$	98.94	97.86	97.33	96.99	96.57
MTPA	i_d/A	-17.82	-73.29	-117.60		
	i_q/A	57.14	133.50	192.30		
	P_{loss}/W	59.03	377.67	826.34		
	$E_{\text{ff}}/\%$	98.93	97.74	97.05		

用得更多,而系统的总损耗要略小,系统效率相较提高了 0.03~2 个百分点。分析不同转矩下的数据更可以发现,转矩越大的情况下指令电流的差别越明显,而在小负载时两者差别甚微,这是因为在靠近 dq 轴坐标原点附近 MTPA 轨迹曲线与 LMC 轨迹很近。分析表3可以得出与表2同样的结论,不同的是表3中转矩达到 140 N·m 以及更大后 MTPA 控制系统会出现振荡失稳,即 LMC 策略中电压限制椭圆边界解的点在 MTPA 中是无法达到的。即说明 LMC 算法相较于 MTPA 算法有更广的效率优化控制区间,这也是 LMC 第二点优势所在。

5 结 语

本文即依托 IPMSM 于电动汽车应用的背景,从减小总的损耗功率角度出发,提出一种改进的损耗最小控制策略(LMC),对计算得到的优化解析解进行化简使其适用于工程实际,同时保证简化后的控制精度仍保持较高。通过 MATLAB/Simulink 仿真工具对 LMC 算法进行了理论验证并与传统的 MTPA 控制策略进行了对比。结果表明,LMC 算法不仅对 IPMSM 损耗功率的抑制具有明显的效果,系统效率得到了提高,而且拓展了效率优化的控制区间,补偿了参数变化的影响。

本文的结论是建立在理论推导和 MATLAB 仿真分析上,具体的效率优化效果仍然需要在实践中进一步检验。

【参考文献】

[1] 黄鹏,黄雷,苗长云,等.考虑饱和效应的 IPMSM 最大转矩电流比控制[J].电力电子技术,2011,45(2): 41-43. (下转第 84 页)

- [3] 徐衍亮,王雅玲,刘西全.双定子永磁同步发电机(II)-有限元分析及其样机实验[J].电工技术学报,2012,27(3): 168-172.
- [4] 王雅玲,徐衍亮.基于电动汽车驱动的双定子永磁无刷直流电机绕组换接运行分析[J].电工技术学报,2014,29(1): 89-103.
- [5] 王雅玲.电动汽车用双定子永磁无刷电机研究[D].济南:山东大学,2014.
- [6] 李景琪.五相双定子永磁同步电机的优化设计与分析[D].北京:北京理工大学,2015.
- [7] 柴凤,崔淑梅,宋立伟,等.双定子永磁同步电机的设计方法[J].微电机,1999,32(6): 12-14.
- [8] 王玉彬,程明,花为,等.双定子永磁无刷电机裂比的分析与优化[J].中国电机工程学报,2010,30(30): 62-67.
- [9] WANG Y B, CHENG M, FAN Y, et al. Optimal design of a double-stator permanent magnet brushless machine with series magnetic [C] // Circuit Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference, 9-12 May 2010: 1-1.
- [10] 沈建新,陈永校.永磁无刷直流电动机定子裂比的分析与优化[J].电机与控制学报,1998,2(2): 80-83.
- [11] PANG Y, ZHU Z Q, HOWE D. Analytical determination of optimal splitratio for permanent magnet brushlessmotors [J]. IEEE Electric Power Applications, 2006, 153(1): 7-13.
- [12] 程树康,寇宝泉,杨世彦,等.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的转矩特性[J].中国电机工程学报,2004,24(7): 127-132.
- [13] 寇宝泉,张千帆,程树康.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的定位转矩分析及抑制策略[J].中国电机工程学报,2005,25(8): 145-150.
- [14] 寇宝泉,谢大纲,程树康.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的电感特性[J].微特电机,2007,35(4): 4-7.
- [15] LU Y, LI J, LU H X. Six-phase double-stator inner-rotor axial flux PM machines with novel detached winding [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 1931-1941.

收稿日期: 2017 -09 -05

(上接第 71 页)

- [2] 吴志红,李根生,朱元,等.考虑参数变化的车用永磁同步电机最大转矩电流比控制[C]// 2011 中国电工技术学会学术年会,2011: 243-247.
- [3] 李长红,陈明俊,吴小役.PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J].中国电机工程学报,2005,25(21): 169-174.
- [4] KIM H, HARTWIG J, LORENZ R D. Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives [C] // Power Electronics Specialists Conference, 2002 pesc 02 2002 IEEE 33rd Annual IEEE, 2002: 815-820.
- [5] INOUE Y, KAWAGUCHI Y, MORIMOTO S, et al. Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 798-804.
- [6] KOWALSKI T, TEIGELKOTTER J, STOCK A, et al. Energy-efficient control strategy for PMSM with superconductive stator winding [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2015, 25(3): 1-6.
- [7] JEONG Y S, SUL S K, HITI S, et al. On-line minimum-copper-loss control of an interior permanent-magnet synchronous machine for automotive applications [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005 APEC 2005 Twentieth Annual IEEE, IEEE, 2005: 943-949.

收稿日期: 2017 -08 -16

引领技术发展趋势

报道经典实用案例

反映行业最新动态