

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407571

考虑 MPTC 的开关磁阻电机系统级多目标优化设计*

徐执诏 杜钦君 赵金阳 吴育桐 马炳图

(山东理工大学电气与电子工程学院 淄博 255022)

摘要:针对开关磁阻电机转矩脉动大以及传统优化设计中仅仅从电机本体出发,并未考虑驱动控制策略的问题,通过同时考虑电机结构参数与控制参数,提出一种考虑模型预测转矩控制的开关磁阻电机系统级多目标优化设计策略。首先,根据设计要求对 SRM 的结构参数进行了设计并采用 MPTC 作为控制方法,确定了电机结构和控制参数的初始值 and 变化范围;其次,建立了考虑 MPTC 的 SRM 设计模型,通过磁路分析确定了结构参数与预测模型之间的关系,以转矩脉动、平均转矩电流比和铜损为优化目标,确定了电机的优化流程,通过正交实验对结构与控制参数进行了灵敏度分析,并根据分析结果来选择决策变量,采用田口算法对决策变量进行了多目标优化;最后,为了验证该方法的有效性,进行了仿真验证,并根据优化结果试制样机,实验结果表明优化结果与常规设计相比,电机相电流峰值减小了 33%,平均转矩安培比提高了 33.3%,转矩脉动减少了 26.3%,通过实验验证了优化方法的合理性及有效性。

关键词: 开关磁阻电机;多目标优化设计;系统级;模型预测转矩控制;田口算法;磁路分析

中图分类号: TM352;TN05 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

System-level multi-objective optimization design of switched reluctance motor considering MPTC

Xu Zhizhao Du Qinjun Zhao Jinyang Wu Yutong Ma Bingtu

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255022, China)

Abstract: Aiming at the problems of large torque ripple in Switched Reluctance Motor and traditional optimization design that only starts from the motor without considering the drive control strategy, a system-level multi-objective optimization design strategy for SRM considering model predictive torque control is proposed by simultaneously considering the motor structure parameters and control parameters. Firstly, the structural parameters of SRM were designed according to the design requirements and MPTC was adopted as the control method to determine the initial values and variation ranges of the motor structure and control parameters; Secondly, an SRM design model considering MPTC was established, and the relationship between structural parameters and prediction models was determined through magnetic circuit analysis. The optimization process of the motor was determined with torque ripple, average torque current ratio, and copper loss as optimization objectives. Sensitivity analysis of structural and control parameters was conducted through orthogonal experiments, and decision variables were selected based on the analysis results. Taguchi algorithm was used for multi-objective optimization of decision variables; Finally, in order to verify the effectiveness of the method, simulation verification was conducted, and a prototype was trial produced based on the optimization results. The experimental results showed that compared with the conventional design, the optimization results reduced the peak motor phase current by 33%, increased the average torque ampere ratio by 33.3%, and reduced torque ripple by 26.3%. The rationality and effectiveness of the optimization method were verified through experiments.

Keywords: switched reluctance motor; multi-objective optimization design; system-level; model predictive torque control; taguchi algorithm; magnetic circuit analysis

收稿日期:2024-06-03 Received Date: 2024-06-03

* 基金项目:国家自然科学基金(62076152)、山东省科技型中小企业创新能力提升(2023TSGC0966)项目资助

0 引言

近年来,开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 以其结构简单、无需永磁体、启动时具有较大转矩以及具有较宽的调速范围,被逐渐应用在如电动汽车、纺织和风力发电等领域^[1]。然而,SRM 运行过程会有高转矩脉动、高噪声的表现,这是由于受到其独特的双凸极结构以及功率变换器开关特性的影响,这限制了其应用范围^[2]。

一些研究考虑从电机结构上来减小转矩脉动,文献[3]对电机结构参数进行了灵敏度分析,并构建了响应曲面模型,进行多目标优化来减小转矩脉动和提高转矩。文献[4]通过改进的粒子群算法对电机参数进行多目标寻优,以减小转矩脉动与提高平均转矩。上述的文献只考虑了从电机结构参数的角度来对 SRM 进行优化设计,而没有从整体的电机驱动系统进行考虑。

另一些研究则考虑从电机控制上来减小转矩脉动,文献[5]通过实时改变转矩分配函数下的换向重叠角,对 SRM 的转矩脉动进行了抑制,文献[6]设计了模糊快速终端滑模控制器,并与转矩分配函数法结合起来提高 SRM 控制系统的响应速度以及减小转矩脉动。近年来,模型预测控制在开关磁阻电机的应用得到了广泛研究^[7-8],文献[7]通过使用等效的线性开关磁阻电机模型,提出了用于开关磁阻电机连续集的模式预测控制,来减小转矩脉动。文献[8]提出了一种基于候选电压矢量优化的开关磁阻电机模型预测转矩控制策略 (model predictive torque control, MPTC),通过重新划分扇区,优化待选电压矢量,减小了转矩脉动。然而,这些文献仅从控制角度考虑,并未结合电机结构参数来考虑对输出转矩的影响。

电机在运行过程中的性能,不仅取决于电机的结构参数,还取决于控制参数,仅对电机的结构或控制参数进行优化并不能保证电机驱动系统的最佳性能^[9]。因此,要获得更高性能的电机,必须将整个电机驱动系统作为一个整体来考虑,系统级优化设计可以同时考虑电机的结构参数和控制参数,这是近年来电机优化的热点问题^[10-12]。

文献[10]提出了驱动电机的系统级优化方法:首先,根据电机的设计要求,选择电机设计类型和控制方法类型;然后,对电机的结构和控制参数进行初步设计;最后,通过同时优化电机的结构和控制参数来提高电机性能。同时,还通过结合模型预测控制来对电机进行系统级优化设计,然而其并未考虑电机结构参数与预测模型之间的耦合关系。

文献[11]提出了一种新的多目标系统级优化方法,

定义了 SRM 驱动系统的多目标优化问题,采用角度位置控制,将电机结构和控制参数都进行优化。文献[12]更近一步,又对电机参数进行了系统级鲁棒性优化。然而,由于工具的原因,复杂的控制方法如直接转矩控制与模型预测控制很难进行系统级优化过程^[13]。

目前,对于开关磁阻电机的系统级优化设计的研究还较少,而模型预测控制策略在电机控制领域得到了广泛的研究,因为它可以实现滚动优化,且其不仅可以调节转矩,而且可以优化铜损等其他性能。

因此,研究的电机控制方法选择模型预测转矩控制,并且对于传统优化设计中忽略驱动控制策略的问题,提出了一种新的设计策略,即考虑模型预测转矩控制的开关磁阻电机系统级多目标优化设计策略。首先,根据设计要求对电机进行了初步设计并确定控制方法,确定电机结构与控制参数的初始值及变化范围;其次,通过磁路分析来确定结构参数与预测模型之间的耦合关系,以转矩脉动、平均转矩安培比以及铜损为优化目标来确定电机的优化流程,通过正交实验对结构与控制参数进行了灵敏度分析,根据分析结果结构参数选择每极绕组匝数、气隙、定子和转子极弧系数、定子轭厚、叠片厚度并且控制参数选择开通角、换相重叠角作为决策变量,并采用田口方法来对决策变量进行了多目标优化;最后进行了仿真分析和实验,来验证优化过程的可靠性。

1 开关磁阻电机拓扑结构及控制系统设计

1.1 开关磁阻电机拓扑结构

选取三相 12/8 极低速 SRM 作为研究对象,图 1 为三相 12/8 极 SRM 的拓扑结构图。电机设计要求如表 1 所示,根据设计要求可对电机进行设计。

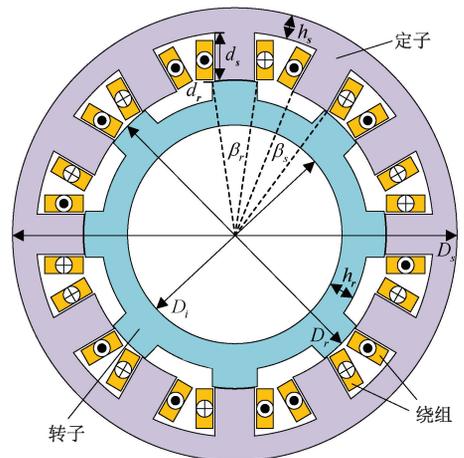


图 1 三相 12/8 极 SRM 的拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of a three-phase 12/8-pole SRM

表 1 电机设计要求

Table 1 Motor design requirements

参数/单位	数值	参数/单位	数值
额定功率/kW	22	额定转矩/(N·m)	≥700
额定转速/(r·min ⁻¹)	300	电机相数	3

SRM 的转子直径 D_r 可以被确定为:

$$D_r^2 l_\delta = 6.1 \frac{k_i P_e}{B_\delta A k_m n} \quad (1)$$

式中: k_i 与 k_m 为相电流相关的经验系数, P_e 为电磁功率, B_δ 为磁负荷, A 为电负荷, n 为转速, l_δ 为电枢计算长度。

相应设计参数是根据目前电机生产厂家的 SRM 产品参数及公式推导得来, 受篇幅限制, 不再详述, 所选电机拓扑结构的常规参数以及参数的取值范围如表 2 所示。

表 2 电机结构常规参数值及变化范围

Table 2 Conventional values and range of variation of motor structure parameters

参数/单位	常规参数值	变化范围
每极绕组匝数 N	60	50~66
气隙 g /mm	1.2	0.7~1.5
定子极弧系数 E_s	0.5	0.46~0.54
转子极弧系数 E_r	0.36	0.34~0.42
定子外径 D_s /mm	850	834~866
轴径 D_i /mm	410	394~426
定子轭厚 h_s /mm	50	42~58
转子轭厚 h_r /mm	50	42~58
定子槽深 d_s /mm	84	77~93
叠片厚度 L_{stk} /mm	180	172~188

1.2 开关磁阻电机控制系统设计

对于低速大力矩的 SRM, 通常采用电流斩波进行控制, 然而这会造成其转矩脉动较大^[14]。通过直接转矩控制方法可以减小低速时的转矩脉动, 然而若直接转矩的滞环宽度较小, 则会造成功率变换器的开关频率升高。MPTC 逻辑简单、鲁棒性好并且可以实现滚动优化, 因此, 研究的电机控制方法选择模型预测转矩控制。

忽略相间互感, SRM 的数学模型可以表示为:

$$\begin{cases} U_p = R i_p + \frac{d\psi_p}{dt}, p = 1, 2, 3 \\ \psi_p = \psi_p(i_p, \theta_p), p = 1, 2, 3 \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \\ T_e = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D\omega + T_L, T_e = \sum T_p \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_p 、 i_p 、 R 和 ψ_p 分别为定子相绕组的电压、电流、电阻和磁链; θ 和 ω 为转子位置角和角速度; T_e 、 T_p 和 T_L 分别为总电磁转矩、单相转矩和负载转矩; J 、 D 为系统转动惯量和摩擦系数。

建立 SRM 的数学模型需要获取其磁链特性, 文献[14]采用对齐与不对齐处的磁链特性曲线, 建立 SRM 的磁链模型, 则 SRM 的磁链可以表示为:

$$\psi_d = L_{dsat} i_p + C(1 - e^{-D i_p}) \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_p \quad (4)$$

$$C = \psi_m - L_{dsat} I_m \quad (5)$$

$$D = (L_d - L_{dsat})/C \quad (6)$$

$$\psi_p(\theta_p, i_p) = L_q i_p + [L_{dsat} i_p + C(1 - e^{-D i_p}) - L_q i_p] f(\theta_p) \quad (7)$$

式中: L_d 、 L_q 、 L_{dsat} 、 C 、 D 为模型系数, $f(\theta_p)$ 表示为:

$$f(\theta_p) = \begin{cases} \frac{2N_r^3}{\pi^3} \left(\frac{\pi}{8} - \theta_p \right)^3 - \frac{3N_r^2}{\pi^2} \left(\frac{\pi}{8} - \theta_p \right)^2 \\ + 1, \theta_p \in \left[0, \frac{\pi}{8} \right] \\ f\left(\frac{\pi}{4} - \theta_p \right), \theta_p \in \left[\frac{\pi}{8}, \frac{\pi}{4} \right] \end{cases} \quad (8)$$

目前, SRM 磁链模型的建立通常是通过有限元分析或实验测量^[15]。通过 SRM 的结构参数进行有限元分析可获取其磁链特性, 图 2 给出了三维下常规设计的不同角度位置和电流下的 SRM 的磁链特性。

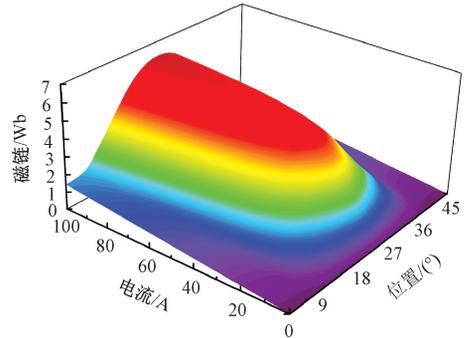


图 2 常规设计下的 SRM 磁链特性图

Fig. 2 Flux linkage characterization diagram of SRM under conventional design

根据磁链特性数据, 通过最小二乘法进行参数辨识, 可以得到系数分别为: $L_{dsat} = 0.001\ 409$, $C = 5.725$, $D = 0.048\ 04$, $L_q = 0.013\ 31$ 。

在磁链模型基础上, 一个采样周期内采用前向欧拉法对式(2)进行离散化, 得到 SRM 的预测模型为:

$$\begin{cases} \theta_p(k+1) = \theta_p(k) + \omega(k) T_s \\ i_p(k+1) = i_p(k) + \frac{\partial i_p(k)}{\partial \psi(k)} T_s \\ (U(k+1) - i_p(k)R - \omega(k) \frac{\partial \psi(k)}{\partial \theta(k)}) \\ T_p(k+1) = \left[\frac{(L_{dsat} - L_q) i_p^2(k+1)}{2} + \right. \\ \left. C i_p(k+1) - \frac{C(1 - e^{-D i_p(k+1)})}{D} \right] f'(\theta_p(k+1)) \end{cases} \quad (9)$$

通过采用余弦型的转矩分配函数,可进一步减小转矩脉动。余弦型的转矩分配函数的表达式为:

$$F(\theta) = \begin{cases} 0, 0 \leq \theta \leq \theta_{on} \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}\right), \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{on} + \theta_{ov} \\ 1, \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{\theta - \theta_{off}}{\theta_{ov}}\right), \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

式中: θ_{on} 为开通角, θ_{off} 为关断角, θ_{ov} 为换向重叠角。

所设计的代价函数目标是抑制转矩脉动,根据代价函数的最小值选择最优控制的电压矢量,这个电压矢量是下一个控制周期的控制信号。因此,代价函数可以表示为:

$$J = \sum_{p=1}^3 (T_{pref} - T_p(k+1))^2 \quad (11)$$

为减小 MPC 的计算量,可通过判断每相下的转子位置角与 SRM 的开通角、关断角以及换向重叠角之间的关系,来确定作用的电压矢量。

以 A 相为例,若 θ_A 在 $\theta_{on} \sim \theta_{off} + \theta_{ov}$ 范围内,则 A 相开关管有 1、0 两种工作模式,通过比较在 1、0 对应电压矢量作用下的 $T_p(k+1)$,选择代价函数最小的电压矢量进行输出;若 θ_A 不在 $\theta_{on} \sim \theta_{off} + \theta_{ov}$ 范围内,则 A 相开关管工作模式为 -1。

图 3 给出了开关磁阻电机有限集模型预测转矩控制的框图。

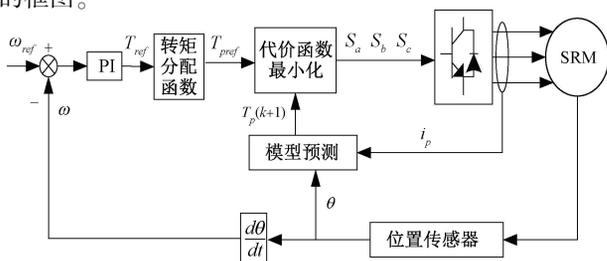


图 3 SRM 的有限集模型预测转矩控制框图

Fig. 3 Block diagram of MPTC with finite set of SRM

由于开通角和关断角需要满足式 (12) 的关系,确定好一个,另一个随之确定,因此,选择开通角、换相重叠角作为控制参数,则其取值范围如表 3 所示。

$$\theta_{off} - \theta_{on} = \frac{2\pi}{mN_r} \quad (12)$$

表 3 电机控制参数值及变化范围

Table 3 Initial values and range of variation of motor control parameters

参数/单位	设计值	变化范围
开通角 $\theta_{on}/(^{\circ})$	1.5	0~3
换相重叠角 $\theta_{ov}/(^{\circ})$	2.5	0.25~5.25

2 SRM 系统级优化模型

在进行完电机系统的设计后,为了提高 SRM 的综合性能,需要对电机进行优化设计,但由于电机结构和驱动系统之间的耦合关系,仅靠电机结构参数的优化并不能保证最佳的控制系统性能。因此,在优化过程中需要考虑整个电机驱动系统。

因此,提出了一种考虑 MPTC 的 SRM 设计模型。SRM 结构参数的变化,不仅会影响到电机本体的磁链和转矩特性,而且也会对电机的预测模型产生影响,因此本文通过等效磁路,分析了电机结构参数对预测模型的影响。设计模型具体流程如图 4 所示,首先,根据电机设计的结构参数,通过有限元分析计算 SRM 的磁链和静态转矩特性,从而对电机本体产生影响;其次,通过等效磁路分析电机结构参数与预测模型的关系,通过结构参数的变化改变预测模型系数;最后,进行仿真测试,得到电机达到稳态下的转矩脉动、平均转矩安培比和铜损。

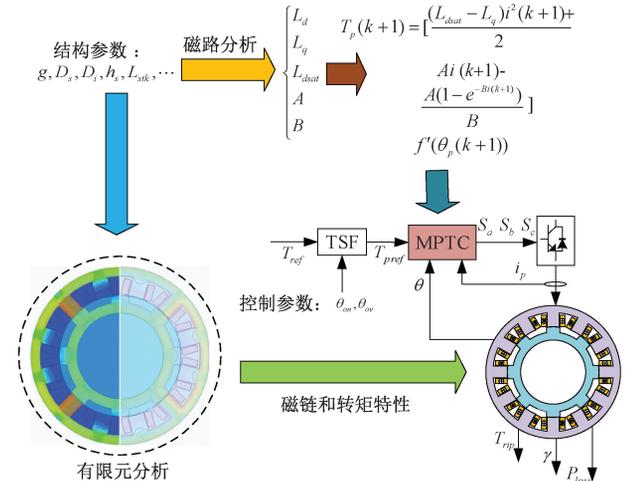


图 4 考虑模型预测控制的开关磁阻电机设计模型图

Fig. 4 Model diagram of SRM design considering MPTC

2.1 开关磁阻电机拓扑结构

相比于有限元,分析方法可以快速评估结构参数对 SRM 磁链特性的影响,许多研究在此做了大量工作,文献[16]通过计算气隙电感,提出了新的分析磁通分布的解析模型,文献[17]基于磁通管法,通过电机结构参数来计算在 SRM 对齐和不对齐处的磁链特性,以此来对电机特性进行初步评估。

为了表示出结构参数与预测模型之间的关系,基于文献[16]与[17]的研究,通过分析对齐与不对齐处的磁路,来表示电机结构参数与预测模型的数学关系。

当电机处于对齐状态时,图 5 给出了相应的气隙磁导求解图,则相关气隙磁导可以求解为:

$$w_{sp} = \beta_s (D_r/2 + g) \quad (13)$$

$$w_{rp} = \beta_r D_r/2 \quad (14)$$

$$w_{ss} = \tau_s (D_s/2 - h_s) - \beta_s (D_r/2 + g) \quad (15)$$

$$P_{a,A} = \frac{\mu_0 L_{stk} w_{sp}}{2g} \quad (16)$$

$$P_{a,B} = \frac{2\mu_0 L_{stk}}{\pi} \ln \left[1 + \frac{\pi(w_{rp} - w_{sp})}{4g} \right] \quad (17)$$

$$P_{a,C} = \frac{\mu_0 L_{stk}}{\pi} \ln \left[\frac{w_{ss}}{g + \pi(w_{rp} - w_{sp})/4} \right] \quad (18)$$

则气隙磁阻可以表示为:

$$R_g = 1/2(P_{a,A} + P_{a,B} + P_{a,C}) \quad (19)$$

图 6 给出了单相对齐时的等效磁路模型,根据所示模型,相应的磁路方程可以表示为:

$$F_1 + F_2 = 2(R_{sp} + R_{st} + R_g + R_{rp})\varphi + (R_{ry} + 3R_{sy}/2)\varphi \quad (20)$$

$$\psi_d = N_{ph}\varphi \quad (21)$$

式中: F_1 与 F_2 为磁动势, R_g 为气隙磁阻, R_{st} 与 R_{sp} 为定子齿磁阻, R_{rt} 与 R_{rp} 为转子齿磁阻, R_{sy} 和 R_{ry} 分别为定、转子轭部磁阻, φ 为磁路的磁通。

根据文献[17],开关磁阻电机的电枢电流可以写为:

$$i = i_{air} + i_{iron} \quad (22)$$

式中: i_{air} 为气隙磁势的等效电流, i_{iron} 为铁磁材料中磁势的等效电流。

将式(21)、(22)代入式(20),表示出 i_{air} 与 i_{iron} :

$$i_{air} = 4R_g\psi_d/N_{ph}^2 \quad (23)$$

$$i_{iron} = 4(R_{sp} + R_{st} + R_{rt} + R_{rp})\psi_d/N_{ph}^2 + 2(R_{ry} + 3R_{sy}/2)\psi_d/N_{ph}^2 \quad (24)$$

为了便于后续推导,将 i_{iron} 所对应的磁路方程重新表示为:

$$N_{ph}i_{iron}/2 = 2H_{sp}l_{sp} + H_{sy}l_{sy} + 2H_{rp}l_{rp} + H_{ry}l_{ry} \quad (25)$$

$$B = \frac{\varphi}{A} \quad (26)$$

通过拟合定转子材料的磁化特性曲线得到磁密和磁场强度之间的关系:

$$H = k_1 e^{k_2 B} - k_1 \quad (27)$$

式中: k_1 和 k_2 为系数,与材料的磁化特性曲线相关。

表 4 给出了电机结构部分相对应的截面积、平均长度与磁通量。

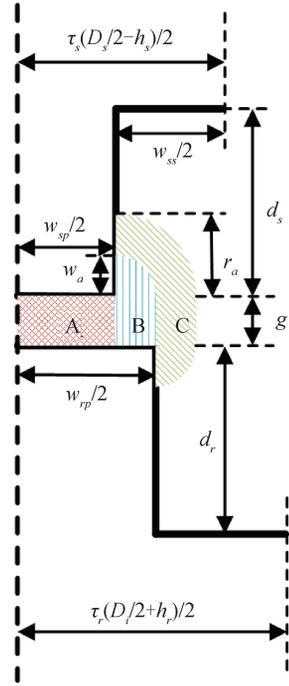


图 5 对齐时气隙磁阻求解图

Fig. 5 Air-gap permeance solving diagram when aligned

表 4 电机结构相应的截面积、平均长度与磁通量

Table 4 Corresponding cross-sectional area, average length and magnetic flux of the motor structure

电机结构	截面积 A	平均长度 l	磁通量 φ
定子极	$L_{stk}w_{sp}$	d_s	ψ_d/N_{ph}
定子轭部	$L_{stk}h_s$	$\pi(D_s - h_s)/4$	$\psi_d/2N_{ph}$
转子极	$L_{stk}w_{rp}$	d_r	ψ_d/N_{ph}
转子轭部	$L_{stk}h_r$	$\pi(D_i + h_r)/4$	$\psi_d/2N_{ph}$

通过式(23)~(27)和表 4 推导,则 i 可以表示为:

$$i = \frac{2k_1}{N_{ph}} (2d_s e^{k_2\psi_d/L_{stk}w_{sp}N_{ph}} + 2d_r e^{k_2\psi_d/L_{stk}w_{rp}N_{ph}} + \frac{\pi}{4}(D_s - h_s) e^{k_2\psi_d/2L_{stk}h_sN_{ph}} + \frac{\pi}{4}(D_i + h_r) e^{k_2\psi_d/2L_{stk}h_rN_{ph}} - (2d_s + 2d_r + \frac{\pi}{4}(D_s - h_s) + \frac{\pi}{4}(D_i + h_r))) + 4R_g\psi_d/N_{ph}^2 \quad (28)$$

通过近似认为式(28)与式(3)存在反函数的关系,根据反函数的导数关系可知:

$$L_{d(ANAL)} = 1 / \left(\frac{2k_1 k_2}{L_{stk} N_{ph}^2} (2d_s / w_{sp} + 2d_r / w_{rp} + \frac{\pi}{8h_s} (D_s - h_s) + \frac{\pi}{8h_r} (D_i + h_r)) \right) + 4R_g / N_{ph}^2 \quad (29)$$

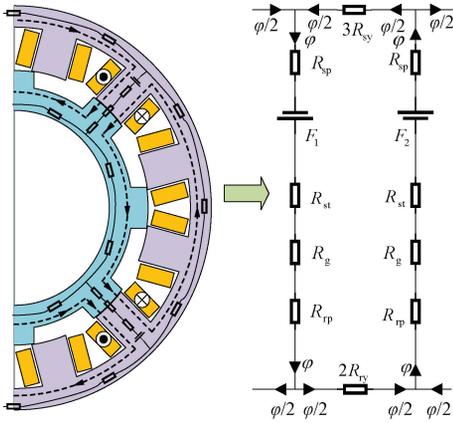


图 6 单相对齐时的等效磁路模型图

Fig. 6 Equivalent magnetic circuit model diagram when aligned

$$L_{dsat(ANAL)} = 1 / \left(\frac{2k_1 k_2}{L_{stk} N_{ph}^2} (2d_s e^{k_2 \theta_m / L_{stk} w_{sp} N_{ph}} / w_{sp} + 2d_r e^{k_2 \theta_m / L_{stk} w_{rp} N_{ph}} / w_{rp} + \frac{\pi}{8h_s} (D_s - h_s) e^{k_2 \theta_m / 2L_{stk} h_s N_{ph}} + \frac{\pi}{8h_r} (D_i + h_r) e^{k_2 \theta_m / 2L_{stk} h_r N_{ph}}) \right) + 4R_g / N_{ph}^2 \quad (30)$$

计算出 $L_{d(ANAL)}$ 与 $L_{dsat(ANAL)}$ 后根据式(5)、(6)即可计算出系数 $C_{(ANAL)}$ 、 $D_{(ANAL)}$ 。

当电机处于不对齐状态时,不考虑铁磁材料中的磁势即认为 $i_{iron} \approx 0$,则相应的磁路方程可以表示为:

$$N_{ph} i / 2 = \psi_q / (N_{ph} P_u) \quad (31)$$

图 7 给出了相应的气隙磁导求解图,则相关气隙磁导可以求解为:

$$w_{rs} = (\tau_r - \beta_r) D_r / 2 \quad (32)$$

$$P_{u,A} = \frac{\mu_0 L_{stk}}{g + d_r} \left[\frac{w_{rs}}{2} - \frac{2d_r}{\pi} \right] \quad (33)$$

$$P_{u,B} = \frac{2\mu_0 L_{stk}}{\pi} \ln \left[\frac{g + d_r}{g + \pi(w_{rs} - w_{sp}) / 4} \right] \quad (34)$$

$$P_{u,C} = \frac{\mu_0 L_{stk} (w_{rs} - w_{sp})}{2g + \pi(w_{rs} - w_{sp}) / 2} \quad (35)$$

$$P_{u,D} = \frac{2\mu_0 L_{stk}}{\pi} \ln \left[\frac{w_{rs}}{g + \pi(w_{rs} - w_{sp}) / 4} \right] \quad (36)$$

则 $L_{q(ANAL)}$ 可以表示为:

$$L_{q(ANAL)} = N_{ph}^2 (P_{u,A} + P_{u,B} + P_{u,C} + P_{u,D}) / 2 \quad (37)$$

根据式(7)、(29)、(30)、(37)即可写出与结构参数相关的磁链特性表达式,通过磁链特性来进行转矩预测,则式(9)中下一时刻的相转矩可重新表示为:

$$\psi_p(\theta_p, i_p) = L_{q(ANAL)} i_p + [L_{dsat(ANAL)} i_p + C_{(ANAL)} (1 - e^{-D_{(ANAL)} i_p}) - L_{q(ANAL)} i_p] f(\theta_p) \quad (38)$$

$$T_p(k+1) = \left[\frac{(L_{dsat(ANAL)} - L_{q(ANAL)}) i_p^2 (k+1)}{2} + C_{(ANAL)} i_p (k+1) - \frac{C_{(ANAL)} (1 - e^{-D_{(ANAL)} i_p (k+1)})}{D_{(ANAL)}} \right] f'(\theta_p (k+1)) \quad (39)$$

图 8 给出了通过解析法所得到的磁链特性,为了验证预测模型精确度,图 9 给出了磁链特性有限元分析值和基于结构参数所得到的磁链计算值的误差结果,从图中可以看出,两者结果误差值较小,具有较好的一致性。

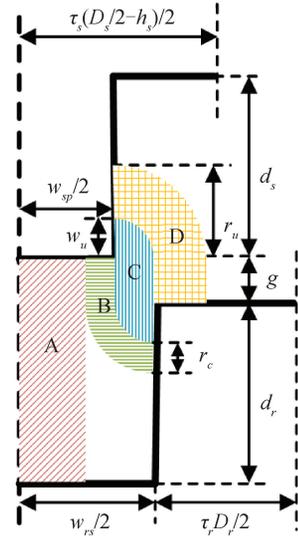


图 7 不对齐时气隙磁阻求解图

Fig. 7 Air-gap permeance solving diagram when aligned

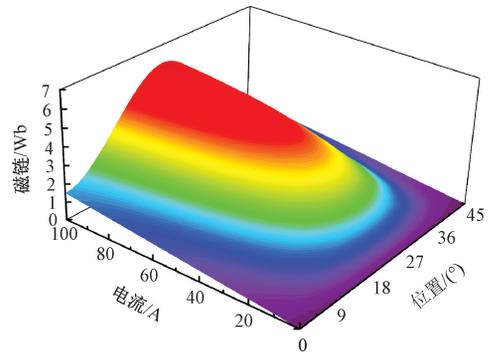


图 8 解析得到的磁链特性

Fig. 8 Flux linkage characteristics by analysis

2.2 灵敏度分析

实验设计是一种统计优化工具,其可有效量化电机参数变化对 SRM 目标函数的影响^[18],从而对电机参数进行灵敏度分析。

通过采用正交实验设计与 Pearson 相关系数方法可

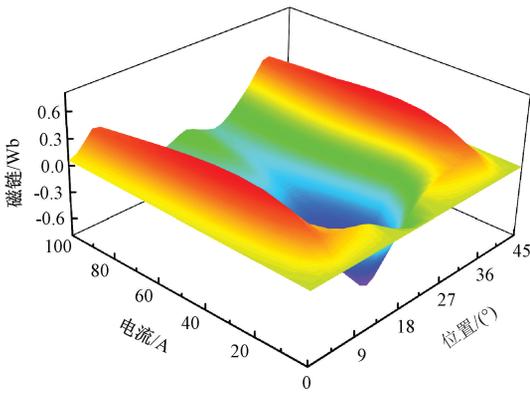


图 9 磁链特性误差图

Fig. 9 Flux linkage characteristic error

对参数进行灵敏度分析。首先,建立三水平 12 因素 $L_{27}(3^{12})$ 的正交实验设计表,根据表格进行有限元及控制的仿真,得到 27 组参数组合的响应值。

在得到正交实验结果后,根据式(44)可得到不同设计变量条件下转矩脉动、平均转矩安培比和铜损的灵敏度分析。

转矩脉动定义为:

$$T_{rip} \% = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (40)$$

式中: T_{max} 与 T_{min} 为别最大和最小转矩。

平均转矩安培比定义为:

$$\gamma = \frac{T_{avg}}{I_{RMS}} \quad (41)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{t_2 - t_1} i^2 dt} \quad (42)$$

式中: I_{RMS} 为相电流的均方根值。

铜损定义为:

$$P_{loss} = I_{RMS}^2 R \quad (43)$$

Pearson 相关系数公式可以表示为:

$$\rho_{x_i f_i} = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i f_i - (\sum_{i=1}^n x_i) (\sum_{i=1}^n f_i)}{\sqrt{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - (\sum_{i=1}^n x_i)^2} \sqrt{n \sum_{i=1}^n f_i^2 - (\sum_{i=1}^n f_i)^2}} \quad (44)$$

式中: x_i 为第 i 个设计参数, f_i 为第 i 个目标函数, n 表示样本大小。

然后,通过引入综合灵敏度来衡量每个变量的重要性,并采用权重系数来评价每个变量对 3 个优化目标的综合考虑。则综合灵敏度可以被表示为:

$$S = w_1 |\rho_\gamma| + w_2 |\rho_{T_{rip}}| + w_3 |\rho_{P_{loss}}| \quad (45)$$

式中: ρ_γ 、 $\rho_{T_{rip}}$ 、 $\rho_{P_{loss}}$ 分别代表平均转矩安培比、转矩脉动和铜损的灵敏度, w_1 、 w_2 、 w_3 为权重系数。

根据 3 个目标的灵敏度分析结果进行综合选取,得到表 5 所示综合灵敏度结果,根据表 5 选择灵敏度数值不低于 0.1 的电机参数作为决策变量,即结构参数选择每极绕组匝数、气隙、定子和转子极弧系数、定子轭厚、叠片厚度并且控制参数选择开通角、换相重叠角作为决策变量,其余变量则保持初始值固定不变。

表 5 综合灵敏度分析结果

Table 5 Combined sensitivity analysis results

参数	N	g	E_s	E_r	D_i
综合	0.376	0.164	0.152	0.125	0.087
参数	h_s	L_{stk}	θ_{on}	θ_{ov}	
综合	0.161	0.246	0.261	0.388	

2.2 系统级目标函数的建立

电机优化的目标函数选取为转矩脉动系数、平均转矩安培比、铜损,通过权重系数法,可引入权重来衡量目标函数的重要性,将多目标优化问题转化为单目标优化问题^[19],则 SRM 优化的目标函数可以定义为:

$$F_{obj} = w_1 \frac{\gamma}{\gamma_{max}} + w_2 \frac{T_{rip_min}}{T_{rip}} + w_3 \frac{P_{loss_min}}{P_{loss}} \quad (46)$$

式中: γ_{max} 、 T_{rip_min} 与 P_{loss_min} 分别为实验过程中平均转矩安培比最大值、转矩脉动与铜损的最小值。

权重系数通常是根椐工程经验和优化方案来选择,根据 SRM 在纺织、抽油机的应用特点,输出转矩、转矩脉动和功率损耗是评价其性能的关键指标,由于 SRM 独特的双凸极结构,使得其转矩脉动过大的问题尤为突出。因此,优化目标函数的权重系数选定为 $w_1 = w_3 = 0.3$, $w_2 = 0.4$, 旨在取得较小转矩脉动的同时能够兼顾获得较大的平均转矩安培比以及较小铜损。

3 SRM 系统级多目标优化设计

考虑到田口法能够通过多个控制因子不同水平的最少正交试验次数,从而得到最优的参数组合,已在电机参数优化中得到广泛应用^[20]。因此,可采用田口法对 SRM 进行多目标优化设计。SRM 整体的系统级多目标优化流程图如图 10 所示,主要分为 4 个步骤:

步骤 1) 根据电机设计要求对电机进行设计,确定电机结构和控制参数,具体参数如表 2 和 3 所示。

步骤 2) 建立考虑模型预测控制的开关磁阻电机设计模型,如图 4 所示,确定电机优化的目标函数,包括转矩脉动系数、平均转矩安培比、铜损,其如式(46)所示,进行正交实验,并进行了灵敏度分析,根据灵敏度分析结果选择决策变量,如表 5 所示。

步骤 3) 为寻找电机参数的最优组合,使用田口算法进行电机参数优化,进行正交实验后,根据目标函数即

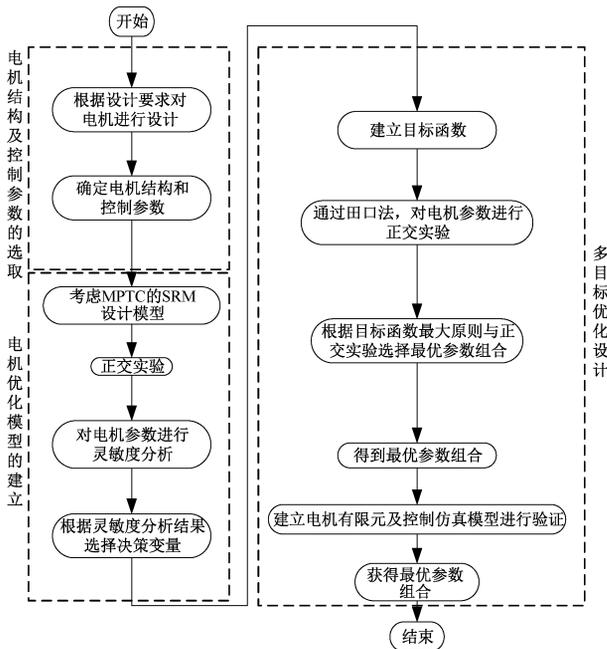


图 10 系统优化流程图

Fig. 10 System optimization flowchart

式(48)最大选择最优参数组合。

步骤 4) 得到最优参数组合后, 根据最优参数建立仿真模型进行验证。

3.1 电机参数的正交试验设计

根据灵敏度分析结果, 选择每极绕组匝数、气隙、定

子和转子极弧系数、定子轭厚、叠片厚度并且控制参数选择开通角、换相重叠角作为决策变量, 优化目标为转矩脉动、平均转矩安培比以及铜损。

通过田口方法, 建立了 9 水平 8 因素的正交实验设计表, 并进行仿真, 得到 81 组参数组合的响应值, 与传统的实验设计需要进行 9^8 次数相比, 大大提高了优化效率, 优化前后的决策变量对应的参数值如表 6 所示, 所采用的正交试验设计如表 7 所示。

根据目标函数即式(46)与表 7 的实验结果, 表明当取 A9B2C5D7E9F3G8H4 时, 目标函数可取最大值。

表 6 优化前后设计变量的对应参数值

Table 6 Corresponding parameter values of design variables before and after optimisation

变量名称	常规值	优化后
N	60	66
g	1.2	0.8
E_s	0.5	0.54
E_r	0.38	0.45
h_s	50	58
L_{stk}	180	176
θ_{on}	1.5	2.625
θ_{ov}	2.5	2.125

3.2 优化结果分析

为了验证所提优化方法的有效性, 分别对参数优化前后额定转速下电机运行过程中的绕组电流波形和转矩波形进行分析和对比。

表 7 正交实验表

Table 7 Table of orthogonal experiments

序号	1	2	3	4	5	...	78	79	80	81
N	8	7	6	3	2	...	6	3	7	6
g	6	5	4	5	1	...	2	6	6	5
E_s	3	2	9	8	8	...	1	2	5	3
E_r	7	9	7	1	7	...	9	5	1	2
h_s	5	5	4	9	7	...	8	3	8	7
L_{stk}	5	4	8	6	9	...	5	8	9	1
θ_{on}	9	8	2	2	6	...	3	7	4	7
θ_{ov}	1	3	5	7	3	...	7	9	2	4
γ	11.58	10.56	11.04	8.67	11.23	...	10.21	7.487	10.75	9.932
T_{rip}	0.703 3	0.696	0.878 1	0.709 8	0.781 3	...	0.913	0.543 7	0.945 7	0.639 7
P_{loss}	455.5	548.1	500.9	812.5	484.2	...	586.3	1 090	528	619

结构参数优化前后电机额定转速下的绕组电流波形如图 11 所示, 优化后的相电流峰值有所下降, 其中优化前为 91.32 A, 优化后为 60.29 A, 减少了 33.98%。表 8 给出了电机参数优化前后所对应的目标值, 并结合图 11 可以看出, 电机平均转矩安培比从 8.762 N·m/A 增加至

11.88 N·m/A, 提高了 35.6%; 转矩脉动降低了 26.9%; 铜损从 741.3 W 下降到 450.7 W, 下降了 39.2%。

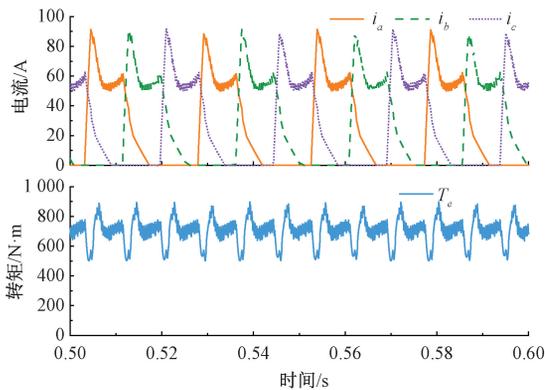
通过与常规设计相比, 采用提出的优化设计方法所设计的电机具有更好的性能, 进而说明了提出的优化设计方法的可行性。

表 8 优化前后设计变量的对应参数值

Table 8 Corresponding parameter values of design variables before and after optimisation

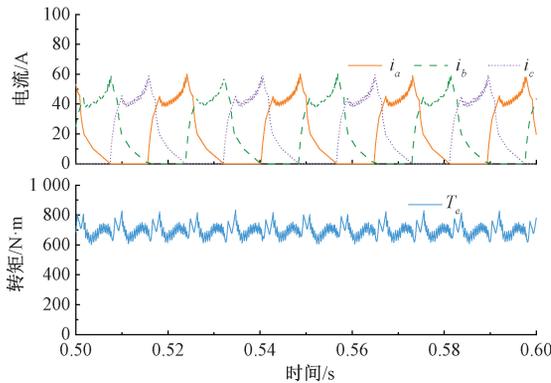
	γ	T_{rip}	P_{loss}
常规设计	8.762	0.644 8	741.3
优化设计	11.88	0.375 8	450.7
单位	N·m/A	-	W

为了验证优化策略的有效性,采用文献[11]所提出的优化方法与提出的方法进行对比,由于文献[11]采用的是角度位置控制,而文中研究的低速大力矩 SRM 通常采用电流斩波控制,因此将控制方法变为电流斩波控制。



(a) 常规值下的电流与转矩波形图

(a) Conventional current and torque waveforms



(b) 优化后的电流与转矩波形图

(b) Optimized current and torque waveforms

图 11 电机参数优化前后的电流和转矩波形

Fig. 11 Current and torque waveforms before and after optimization of motor parameters

图 12 给出了采用文献[11]方法与提出的优化方法的转矩对比图,从图中可看出采用电流斩波控制进行系统级优化设计得到的输出转矩脉动为 67.63%,而通过考虑模型预测转矩控制进行系统级优化设计所得到的转矩脉动为 37.58%,所提出的方法进一步降低了转矩脉动。

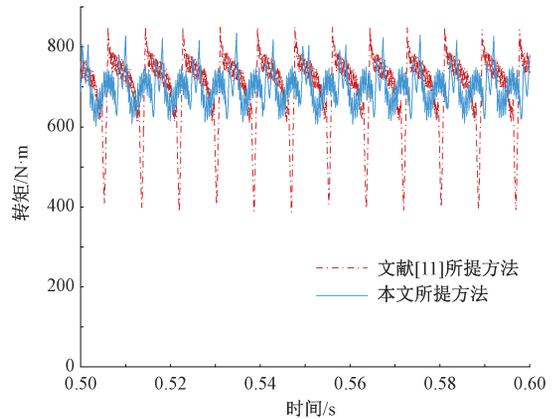


图 12 转矩对比图

Fig. 12 Torque comparison diagram

4 实验验证

为进一步验证优化方案的有效性,根据优化设计方案制作了样机。搭建了包括样机、磁粉制动器、转矩和转速传感器、电机测试系统与控制器在内的电机实验测试平台,如图 13 所示。此外还将常规设计与优化后的电机进行了对比试验,图 14 为常规设计与优化设计的电机在额定状态下的实验波形图,波形包括电机转速、相电流和瞬时总转矩。

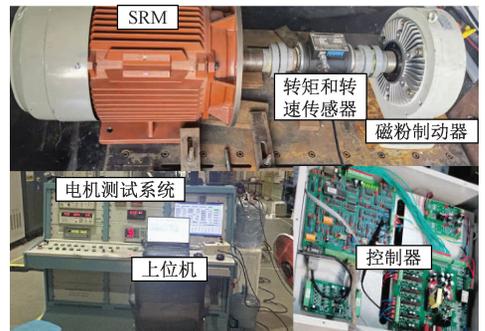


图 13 电机实验测试平台

Fig. 13 Motor experimental test platform

表 9 给出了电机优化后的仿真与实验数据对比,实验结果与仿真结果有相对较好的吻合度,优化目标结果误差最大为 6.4%,仿真结果与实验结果存在轻微数值差距,主要是由于电机建模时对相间互感等因素的忽略、样机的加工误差、实验设备之间的不确定因素以及实验台架本身存在振动导致的。

表 10 给出了电机优化前后的实验数据对比,优化后的相电流峰值有所下降,其中优化前为 94.12 A,优化后为 63.04 A,减少了 33%,电机平均转矩安培比从 8.43 N·m/A 增加至 11.24 N·m/A,提高了 33.3%,转矩脉动降低了 26.3%。从实验结果可以看出,优化后的电

机减小相电流峰值,提高了平均转矩安培比,转矩脉动也得到了降低。实验验证了优化方法的合理性及有效性。

表 9 电机优化后仿真与实验对比

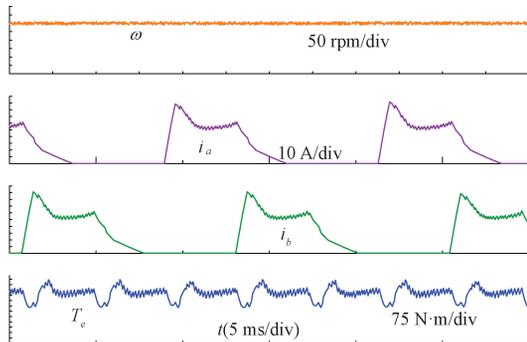
Table 9 Comparison of simulation and experiment after motor optimization

	γ	T_{rip}	相电流峰值
仿真	11.88	0.375 8	60.29
实验	11.24	0.401 3	63.04
误差/%	5.7	6.4	4.4

表 10 电机优化前后实验对比

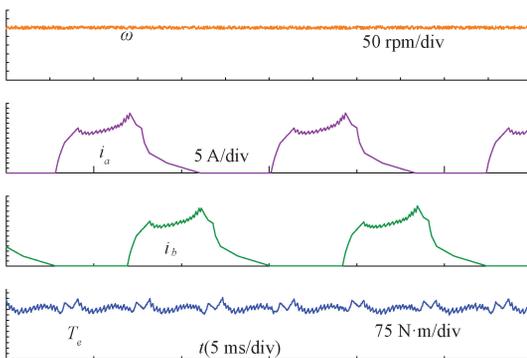
Table 10 Experimental comparison before and after motor optimization

	γ	T_{rip}	相电流峰值
初始设计	8.43	0.664 7	94.12
优化设计	11.24	0.401 3	63.04
单位	N·m/A	-	A



(a) 常规值下的电流与转矩波形图

(a) Conventional current and torque waveforms



(b) 优化后的电流与转矩波形图

(b) Optimized current and torque waveforms

图 14 电机实验波形图

Fig. 14 Experimental waveforms of the motor

5 结论

针对 SRM 转矩脉动大以及传统电机优化设计中未考虑驱动控制策略的问题,采用考虑模型预测转矩控制的 SRM 系统级多目标优化设计策略对电机进行了多目标优

化。通过磁路分析考虑了结构参数对预测模型的影响,推导了结构参数与预测模型间的数学关系,进而考虑了电机结构参数对驱动系统的影响,避免了电机本体优化后并不能使整个驱动系统最优的问题。通过灵敏度分析来选择高敏感性参数作为决策变量并通过田口算法对电机进行多目标优化,实验表明,相比于常规设计,优化后的电机系统相电流峰值减少了 33%,平均转矩安培比提高了 33.3%,转矩脉动减少了 26.3%。这证明了优化设计的有效性,对于 SRM 的优化设计具有一定的应用价值。

参考文献

- [1] 任萍,朱景伟,赵燕,等. 基于双滑模控制器的开关磁阻电机调速策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4501-4513.
REN P, ZHU J W, ZHAO Y, et al. Speed control strategy for switched reluctance motor based on dual sliding mode controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4501-4513.
- [2] SUN X D, FENG L Y, DIAO K K, et al. An improved direct instantaneous torque control based on adaptive terminal sliding mode for a segmented-rotor SRM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10569-10579.
- [3] MA C, QU L Y. Multiobjective optimization of switched reluctance motors based on design of experiments and particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(3): 1144-1153.
- [4] 徐萌,周玉祥,徐海,等. 基于改进粒子群算法的开关磁阻电机本体优化 [J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(4): 131-141.
XU M, ZHOU Y X, XU H, et al. Ontology optimization of switched reluctance motor based on improved particle swarm optimization algorithm [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(4): 131-141.
- [5] 于继飞,隋先富,陶明,等. 基于换相重叠角实时变化的 SRM 转矩脉动抑制控制策略 [J]. 电子测量技术, 2023, 46(14): 87-94.
YU J F, SUI X F, TAO M, et al. Torque ripple suppression control strategy of SRM based on real-time change of commutation overlap angle [J]. Electronic Measure Technology, 2023, 46(14): 87-94.
- [6] 杨双义,王莹,耿志伟. 采用改进滑模控制的开关磁阻电机转速仿真研究 [J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(2): 90-94.
YANG SH Y, WANG Y, GENG ZH W. Speed simulation of switched reluctance motor using improved sliding mode control [J]. Foreign Electronic

- Measurement Technology, 2022, 41(2): 90-94.
- [7] FANG G L, YE J, XIAO D X, et al. Low-ripple continuous control set model predictive torque control for switched reluctance machines based on equivalent linear srm model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12480-12495.
- [8] DING W, LI J L, YUAN J N. An improved model predictive torque control for switched reluctance motors with candidate voltage vectors optimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(5): 4595-4607.
- [9] 刁凯凯, 孙晓东, 杨泽斌. 开关磁阻电机系统级确定性与鲁棒性优化设计方法的对比分析 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9): 3575-3586.
DIAO K K, SUN X D, YANG Z B. Comparative analysis of system-level deterministic and robust optimization design methods for switched reluctance motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(9): 3575-3586.
- [10] LEI G, WANG T SH, GUO Y G, et al. System-level design optimization methods for electrical drive systems: deterministic approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6591-6602.
- [11] DIAO K K, SUN X D, LEI G, et al. Multiobjective system level optimization method for switched reluctance motor drive systems using finite-element model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10055-10064.
- [12] DIAO K K, SUN X D, LEI G, et al. Robust design optimization of switched reluctance motor drive systems based on system-level sequential taguchi method [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3199-3207.
- [13] DIAO K, SUN X, BRAMERDORFER G, et al. Design optimization of switched reluctance machines for performance and reliability enhancements: A review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2022, 168: 112785.
- [14] LI W, CUI ZH W, DING SH CH, et al. Model predictive direct torque control of switched reluctance motors for low-speed operation [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 1406-1415.
- [15] 李存贺, 赵博, 杨家然, 等. 开关磁阻电机电流跟踪变增益鲁棒控制 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 112-119.
LI C H, ZHAO B, YANG J R, et al. Variable gain robust control for current tracking of switched reluctance motors [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 112-119.
- [16] BANERJE R, SENSARM P. Improved analytical method to determine flux-linkage characteristics of a switched reluctance machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6314-6323.
- [17] VERMA A, AHMAD S S, NARAYANAN G. Analytical prediction of static flux-linkage characteristics of switched reluctance machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(5): 5886-5899.
- [18] MA C, QU L Y. Multiobjective optimization of switched reluctance motors based on design of experiments and particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(3): 1144-1153.
- [19] 艾延廷, 刘明, 张凤玲, 等. 提升高温应变计寿命及精度的结构优化方法研究 [J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 151-161.
AI Y Y, LIU M, ZHANG F L, et al. Research on the structural optimization method to improve the service life and accuracy of high temperature strain gauge [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(6): 151-161.
- [20] YAN W J, CHEN H, LIAO SH, et al. Design of a low-ripple double-modular-stator switched reluctance machine for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1349-1358.

作者简介



徐执诏, 2020 年于山东建筑大学获得学士学位, 现为山东理工大学在读研究生, 主要研究方向为开关磁阻电机优化设计及控制。
E-mail: xzz4211@163.com

Xu Zhizhao received his B. Sc. degree from Shandong Jianzhu University in 2020.

Now he is a M. Sc. Candidate in Shandong University of Technology. His main research interest includes the optimal design and control of switched reluctance motor.



杜钦君 (通信作者), 1990 年于山东工程学院获得学士学位, 2003 年于中国农业大学获得硕士学位, 2007 年于北京理工大学获得博士学位, 现为山东理工大学教授, 主要研究方向为机器人技术、电机及驱动控制技术。
E-mail: duqinjun@sdu.edu.cn

Du Qinjun received his B. Sc. degree from Shandong

Engineering College in 1990, M. Sc. degree from China Agricultural University in 2003, and Ph. D. degree from Beijing Institute of Technology in 2007, respectively. Now he is a professor in Shandong University of Technology. His main research interest includes robotics technology, motor and drive control technology.