容错永磁游标电机多模式运行稳健性优化

徐亮^{1,2,3}, 吴文杰^{1,2,3}, 赵文祥^{1,2,3*}, 吉敬华^{1,2,3}

1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013;

2. 江苏省电动车辆驱动与智能控制重点实验室, 镇江 212013;

3. 高端装备关键结构健康管理国际联合研究中心, 镇江 212013

* E-mail: zwx@ujs.edu.cn

收稿日期: 2020-11-24; 接受日期: 2021-02-10; 网络版发表日期: 2021-09-01

国家杰出青年科学基金(批准号: 52025073)、国家自然科学基金青年科学基金(批准号: 51807082)、中国博士后科学基金特别资助项目(编号: 2019T120395)和中国博士后科学基金面上项目(编号: 2018M642179)资助

摘要 为了提高容错永磁游标电机多模式运行下的转矩性能, 并同时解决电机易受不确定性参数影响的问题, 本文在电机多模式运行下, 建立了考虑参数不确定性影响下的稳健性优化方法. 首先, 针对电机容错控制下的不同种开路情况, 设立多模式运行下的优化目标及约束条件. 其次, 通过确定性遗传算法, 优化不同模式运行下的平均转矩和转矩脉动. 最后, 利用 6σ 质量优化方法优化电机性能的稳健性. 结果表明, 优化后的容错永磁游标电机在多种模式运行下不仅具有优越的转矩性能, 同时电机性能的稳健性也得到了显著改善.

关键词 永磁游标电机, 参数不确定性, 多模式运行, 6σ 质量优化

1 引言

随着电动汽车、风力发电、舰船推进等领域的飞速发展, 针对高转矩密度电机的需求越来越大^[1-5]. 永磁游标(permanent magnet vernier, PMV)电机基于磁场调制效应运行, 与传统永磁电机相比, 转矩密度具有优势, 得到了广大学者的深入研究. 文献[6]提出了一种带有辐向永磁阵列的PMV电机, 通过辐向阵列的聚磁效应, 进一步提高了PMV电机的转矩. 文献[7]提出了一种新型的模块化分数极PMV电机, 在保证电机转矩密度的同时, 有效减小了电机的转矩脉动. 然而上述文献中的PMV电机均采用分布式绕组结构, 相间的电磁热耦合严重, 在容错模式运行下的转矩性能较差, 不利

于PMV电机在可靠性要求较高的电机驱动系统场合中的应用.

为了克服PMV电机在容错运行模式下转矩性能较差的问题, 相关学者对容错PMV电机进行研究并取得了相应成果. 文献[8]借助气隙磁导率和磁等效电路模型, 选择合适的极槽配合, 从而提升PMV电机在容错运行模式下的转矩性能. 文献[9]提出了一种五相容错PMV电机, 电机相数的增加提升了容错控制的自由度, 利用电机的相冗余特性, 该PMV电机在容错运行下的转矩性能同样得到了显著提升. 上述文献都是通过改变电机的拓扑结构来提升容错PMV电机的转矩性能. 然而, 容错PMV电机结构参数对转矩性能的影响同样不可忽视.

引用格式: 徐亮, 吴文杰, 赵文祥, 等. 容错永磁游标电机多模式运行稳健性优化. 中国科学: 技术科学, 2022, 52: 784–794

Xu L, Wu W J, Zhao W X, et al. Robustness optimization of fault-tolerant permanent magnet vernier machine under multimode operation (in Chinese). Sci Sin Tech, 2022, 52: 784–794, doi: 10.1360/SST-2020-0471

运用多目标算法对电机结构参数进行优化是追求容错PMV电机高转矩和低转矩脉动性能的有效方法. 近年来, 智能优化算法发展逐步成熟, 已成功应用于电机领域中, 极大加速了电机优化设计进程^[10~13]. 文献^[14]运用遗传算法, 对五相容错PMV电机的关键结构参数进行优化, 显著提升了电机的平均转矩. 然而, 此研究仅仅对该电机在正常运行模式下的确定性参数模型进行优化, 并未考虑参数不确定性影响及该容错电机实际的多模式运行情况, 可能会导致优化后的电机无法满足多模式运行的转矩性能指标. 同时, 由于容错PMV电机参数敏感度较强, 受参数不确定性的影响较大, 若在设计过程中忽视这一影响, 该电机在多模式运行下的性能稳健性将难以保证.

为降低实际生产中参数不确定性对容错PMV电机性能的不利影响, 实现电机在多模式运行下的多目标优化和稳健性优化. 本文首先建立广义神经网络 (generalized regression neural network, GRNN)模型, 表征出多模式运行下容错PMV电机结构参数与优化目标的关系, 并通过多目标遗传算法, 优化电机的平均转矩和转矩脉动. 其次, 将约束条件进行混沌多项式展开, 预测出确定性优化结果的稳健性. 最终, 采用 6σ 质量优化方法, 在确定性优化结果基础上求解高稳健性的设计点.

2 容错PMV电机有限元分析模型校验

图1为容错PMV电机结构图, 该电机基于磁场调制效应进行工作, 定子上的调制极可将转速较低的转子永磁磁场调制并与高转速的电枢磁场匹配, 从而提高电机的平均转矩^[15]. 此外, 外转子上采用辐向永磁体阵列, 利用其本身的聚磁效应, 会增大电机的气隙磁密, 使电机正常运转时的平均转矩进一步提高. 同时, 电机定子上引入了容错齿结构, 加大了电机的相间隔离能力, 在容错运行模式下的转矩性能得到提高. 因此, 该容错PMV电机在多模式运行下的转矩性能较为优越.

图2为根据有限元模型参数制造的实验样机, 表1为样机的具体设计参数. 该电机在600 r/min转速下稳定运行时, 实验测量空载反电势波形如图3所示. 从图中可以看出, 该电机仿真与实测的反电势波形吻合度较高. 样机试验测量的反电势幅值为72 V, 同有限元

图 1 (网络版彩图)容错PMV电机结构
Figure1 (Color online) Structure diagram of fault tolerant PMV machine.

图 2 (网络版彩图)实验样机. (a) 定子; (b) 外转子; (c) 整机
Figure 2 (Color online) Prototype machine. (a) Stator; (b) outer rotor; (c) whole structure.

表 1 电机设计参数
Table 1 Machine design parameters

电机参数	数值	电机参数	数值
转子外径 (mm)	70	永磁体极对数	21
定子外径 (mm)	60	永磁体宽度 (mm)	9.5
每相绕组匝数	96	永磁体厚度 (mm)	3.5
定子槽数	20	调制极宽度 (mm)	6.5
轴向长度 (mm)	60	定子齿宽度 (mm)	7

模型计算出的反电势幅值70 V相比较, 两者的一致性较高. 因此, 在后续优化设计中, 该有限元计算模型可以提供高精度的样本数据.

3 多模式运行下的优化目标选取

本文进行优化的容错PMV电机引入了容错齿的设计, 使得相间电路和磁路相互独立. 同时, 该容错PMV电机的相数为五相, 相较于三相电机, 其可控制的自由度大大提高, 除此之外, 电机的相数提升还会

图3 (网络版彩图)反电势对比

Figure 3 (Color online) Comparison of back electromotive force.

造成脉动频率的增加, 进而降低转矩脉动. 因此, 在不改变外围硬件的情况下, 仅需调节非故障相电流的幅值和相位, 即可保证发生故障前后的电机的磁动势保持不变, 使发生故障时的容错PMV电机依旧拥有较高的平均转矩和较低的转矩脉动, 从而在容错控制下实现电机的平稳运行.

根据五相容错PMV电机的不同种类的开路情况, 可以将五相容错PMV电机的运行模式区分为正常运行、一相开路容错、不相邻两相开路容错和相邻两相开路容错这4种运行模式.

3.1 正常运行模式

为了提升容错PMV电机的转矩性能, 选择正常运转情况下的平均转矩和转矩脉动为两个优化目标. 同时将两个目标设为约束条件, 从而限定平均转矩的最小值和转矩脉动的最大值. 约束条件的设立参考了文献[16,17]中的仿真和实验数据, 同时, 根据优化前进行的参数化扫描中的最优解, 确定了不同工作模式下约束值的大小.

图4为容错PMV电机的结构参数. 为保持电机体积不变, 外径 r_{so} 和堆叠厚度设计成固定值. 同时由于调制极高度 h_{t1} 和定子齿高度 h_{t2} 对两个优化目标的影响较小^[18], 因此, 选择调制极宽度 T_m , T_{m1} , 定子齿宽度 T_s , T_t , 永磁体宽度 w_{pm} , 永磁体高度 h_{pm} , 楔形槽高度 h_t , 电机内径 r_{si} 这8个变量为电机的优化变量.

此时, 容错PMV电机多目标优化函数可定义为

$$\begin{aligned} \text{Objective function: } & \{\max[T(\mathbf{x})], \max[T_r(\mathbf{x})]\} \\ \mathbf{x} = & [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8] \\ = & [h_{pm}, h_t, r_{si}, T_m, T_{m1}, T_s, T_t, w_{pm}] \end{aligned} \quad (1)$$

图4 (网络版彩图)容错PMV电机的尺寸

Figure 4 (Color online) Parameters of fault tolerant PMV machine.

$$\begin{cases} g_1(\mathbf{x}) = T(\mathbf{x}) - 40 \text{ N m} \geq 0, \\ g_2(\mathbf{x}) = T_r(\mathbf{x}) - 7\% \leq 0, \end{cases} \quad (2)$$

式中, $T(\mathbf{x})$ 表示正常运转下的平均转矩函数, $T_r(\mathbf{x})$ 表示正常运转下的转矩脉动函数.

3.2 一相开路容错控制模式

假设容错PMV电机的A相发生一相开路故障, 为保持开路前后的磁动势不变, 需调整发生故障后的相电流, 具体调整后的相电流为^[19]

$$\begin{cases} \dot{i}_a = 0, \\ \dot{i}_b = 1.382I \cos(\omega_m t - 0.2\pi), \\ \dot{i}_c = 1.382I \cos(\omega_m t - 0.8\pi), \\ \dot{i}_d = 1.382I \cos(\omega_m t + 0.8\pi), \\ \dot{i}_e = 1.382I \cos(\omega_m t + 0.2\pi), \end{cases} \quad (3)$$

式中, I 为相电流, ω_m 为角速度.

为保证容错PMV电机在一相开路容错运行模式下的转矩性能, 设定该运行模式下的平均转矩和转矩脉动为约束条件, 如下所示:

$$\begin{cases} g_3(\mathbf{x}) = T_1(\mathbf{x}) - 38 \text{ N m} \geq 0, \\ g_4(\mathbf{x}) = T_{r1}(\mathbf{x}) - 25\% \leq 0, \end{cases} \quad (4)$$

式中, $T_1(\mathbf{x})$ 表示一相开路容错模式下的平均转矩函数, $T_{r1}(\mathbf{x})$ 表示该模式下的转矩脉动函数.

3.3 相邻两相开路容错控制模式

假设容错PMV电机中相邻两相A, B相发生开路故障, 为了保证电机在故障时仍然能够保持平滑的转矩

输出, 非故障相C, D, E调整后的电流为^[19]

$$\begin{cases} i_c'' = 2.236I \cos(\omega_m t - 0.4\pi), \\ i_d'' = 3.678I \cos(\omega_m t + 0.8\pi), \\ i_e'' = 2.236I \cos(\omega_m t). \end{cases} \quad (5)$$

为保证容错PMV电机在相邻两相开路容错运行模式下的转矩性能, 设定该运行模式下的平均转矩和转矩脉动为约束条件, 如下所示:

$$\text{s.t.} \begin{cases} g_5(\mathbf{x}) = T_2(\mathbf{x}) - 29 \text{ N m} \geq 0, \\ g_6(\mathbf{x}) = T_{r2}(\mathbf{x}) - 70\% \leq 0, \end{cases} \quad (6)$$

式中, $T_2(\mathbf{x})$ 表示相邻两相开路容错模式下的平均转矩函数, $T_{r2}(\mathbf{x})$ 表示该模式下的转矩脉动函数。

3.4 不相邻两相开路容错控制模式

假设容错PMV电机中不相邻的B, E两相发生开路故障, 与相邻两相开路容错控制方式同理, 将剩余的3个非故障相的电流幅值和相位调整为^[19]

$$\begin{cases} i_a'' = 1.382I \cos(\omega_m t), \\ i_c'' = 2.236I \cos(\omega_m t - 0.6\pi), \\ i_d'' = 2.236I \cos(\omega_m t + 0.6\pi). \end{cases} \quad (7)$$

为保证容错PMV电机在相邻两相开路容错运行模式下的转矩性能, 设定该运行模式下的平均转矩和转矩脉动为约束条件, 如下所示:

$$\text{s.t.} \begin{cases} g_7(\mathbf{x}) = T_3(\mathbf{x}) - 36 \text{ N m} \geq 0, \\ g_8(\mathbf{x}) = T_{r3}(\mathbf{x}) - 40\% \leq 0, \end{cases} \quad (8)$$

式中, $T_3(\mathbf{x})$ 表示不相邻两相开路容错模式下的平均转矩函数, $T_{r3}(\mathbf{x})$ 表示该模式下的转矩脉动函数。

需要指出的是, 在容错模式下经过调整后的电流明显增长, 长时间运行会产生较高温升, 对电机产生不利影响。而本文对短时运行的容错模式的转矩性能进行了研究, 在短时运行下电机的温升能够限制在合理范围之内。如果需要长时间运行, 则可采用降额运行的方式降低电机电流。因此, 容错模式下电流取值需取决于电机的实际运行工况要求。

4 容错PMV电机多目标确定性优化设计

4.1 广义回归神经网络建立

由于本文中的两个优化目标平均转矩和转矩脉动

具有相互竞争的关系, 因此, 需要利用多目标优化算法, 搜索相对最优的帕累托(Pareto)解, 而直接基于有限元模型进行搜索无疑要计算大量的采样点。采用神经网络构造的代理分析模型, 具有非线性映射能力强、自学习能力快等优点, 有助于显著减少模型分析时间, 提高优化效率^[20,21]。

由于该电机需要优化的参数有8个, 参数维度较高, 需要大量的采样点建立代理模型。与反向传播神经网络和径向基神经网络相比较, GRNN网络的逼近能力和学习速度更强, 在达到相同拟合精度下所需要的采样点更少。因此, 本文为提高建立优化模型的效率, 选用GRNN网络建立代理模型, 表征出电机参数变量和输出性能的关系, 为后续运行优化算法提供寻优空间。

GRNN神经网络的结构框图如图5所示, 其建模步骤主要如下。

(1) 利用Box-Behnken设计(Box-Behnken design, BBD)方法进行采样, 相较于传统的三水平全因子采样方法, BBD方法在保证样本点均匀分布样本空间的前提下, 同时减少了采样次数, 从而显著减少了采样计算时间。本文中容错PMV电机需要优化8个参数, 运用BBD方法只需计算270个采样点, 而三水平全因子方法则需要计算 $3^8=6561$ 个样本点。因此, 本文为提高建模效率, 选择BBD方法进行采样。

(2) 设置距离(dist)函数的初始权值和阈值, 将采样点的输入变量代入径向基神经元层的dist函数中, 然后不断更新距离函数中的权值 w_{1l} 和阈值 b_l , 使得dist函数的值不断减小。最终得到使预测期望与实际值之间距离最小的权值和阈值。

图5 (网络版彩图) GRNN结构框图

Figure 5 (Color online) Structure diagram of GRNN.

(3) 将权值和阈值代入高斯传递函数中, 作为径向基神经元层的输出导入线性层中。

(4) 为加快神经网络的收敛速度, GRNN网络线性层中通过标准化(normprod)变换将输入量进行归一化, 使所有变量的量纲都在0和1之间。

(5) 估计出使线性层网络收敛的权值 w_{2l} , 代入线性激励函数(purelin), 并进行反归一化, 得到最终的网络预测输出值。最终得到的GRNN网络模型公式可表示为

$$y_l = \text{purelin}(\text{normprod}(w_{2l}, a^1)), \quad (9)$$

$$a^1 = \text{radbas}(\text{dist}(w_{1l}, x) * b_l). \quad (10)$$

4.2 多目标确定性优化

非支配排序遗传算法(non-dominated sorting genetic algorithm II, NSGA-II)具有计算速度快和精度高的优点, 被广泛应用于电机优化设计中^[22-24]。为了提高优化效率, 本文利用NSGA-II算法结合GRNN神经网络模型搜寻最优的平均转矩和转矩脉动。

图6为通过NSGA-II算法优化过后的帕累托前沿。图中所标注的优化点在呈现高转矩的同时, 转矩脉动很小。因此, 被选择为最终的确性优化结果。从图中可以看出, 其平均转矩和转矩脉动的值分别为40 N m和3.5%, 而式(2)设立的约束条件中平均转矩和转矩脉动分别为40 N m和7%。经过确定性优化后, 优化结果中的平均转矩与约束条件的设定值一致。考虑到该电机性能受不确定性参数变化的影响较大, 在实际生产中, 经过确定性优化后的电机性能易受尺寸偏差影响而超过约束条件的限制。为此, 需要通过稳健性分析来评估其稳健性, 并对其进行稳健性优化。

5 容错PMV电机稳健性分析

在稳健性分析中, 正态分布函数可模拟实际生产中的电机不确定性结构参数的概率密度分布。当大规模生产中的电机实际值越接近于设计值时, 其发生的概率越高, 反之, 则发生的概率越低, 这与正态分布函数的特点相吻合。正态分布函数的公式如下所示:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (11)$$

式中, μ 和 σ 分别表示概率密度函数的均值和标准差。

本文采用混沌多项式方法模拟响应的正态分布函数, 该方法可在不确定性参数扰动下, 迅速模拟出质量约束的概率密度函数。利用满足一定条件的正交基函数的线性组合, 即混沌多项式, 表征出随机输入变量和响应量之间的关系。该方法只需通过少量的样本点预测出混沌多项式的特定系数, 即可获得响应的概率分布, 而不需要对大量样本点进行抽样。采用混沌多项式方法可显著减少对样本点的计算, 大大提高计算效率。混沌多项式展开方法结构框图如图7所示, 通过混沌多项式展开方法, 将设定好的输入变量的概率密度函数计算推导出约束条件的概率密度函数。

在稳健性分析中, 引入 σ 水平来表示实际生产中产品失效的概率(probability of failure, POF), 根据混沌多项式展开结果, 得到质量约束的概率密度分布函数的均值和方差, 可以计算出其相对应的 σ 水平和POF, 它们对应的计算公式如下所示:

$$n = \frac{\mu - r}{\sigma},$$

$$\Phi(n) = \int_{-\infty}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) dn, \quad (12)$$

$$\text{POF} = 1 - P\{|X - \mu| < n\sigma\} = 1 - \Phi(n),$$

图6 (网络版彩图)确定性优化结果

Figure 6 (Color online) Results of deterministic optimization.

图7 (网络版彩图)混沌多项式结构框图

Figure 7 (Color online) Structure diagram of polynomial chaos.

式中, n 代表 σ 水平, μ 和 σ 分别表示质量约束概率密度函数的均值和标准差, r 表示设计要求中的质量约束值。

多模式运行下的稳健性分析结果如表2所示, 从表2可以看出, 除去正常运转情况下, 一相开路容错模式以及相邻两相开路容错模式转矩脉动的POF都为0, 其余模式下的转矩和转矩脉动都存在一定的概率使其在参数扰动下超出约束值。其中, 正常运转和三种容错控制下的转矩以及不相邻两相开路容错控制下的转矩脉动的失效率更是超过25%。由此可以看出, 确定性优化后的容错PMV电机性能的稳健性较差, 需要进行进一步的稳健性优化。

6 容错PMV电机稳健性优化

本文通过6 σ 质量优化方法来优化容错PMV电机

表2 稳健性分析的概率密度分布函数参数

Table 2 Parameters of the probability distribution functions in robustness analysis

项目(正常运转)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	40	7%
均值	40	3.5%
标准差	0.22	0.96
σ 水平	0.045	3.65
POF	50%	0%
项目(一相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	38	25%
均值	38.5	16.5%
标准差	1.77	2.62
σ 水平	0.282	3.24
POF	39%	0%
项目(不相邻两相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	36	40%
均值	36	39.5%
标准差	0.26	5.2
σ 水平	0.039	0.096
POF	50%	46%
项目(相邻两相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	29	70%
均值	30	61%
标准差	0.97	5.9
σ 水平	1.026	1.52
POF	26%	8%

的稳健性, 从而保证质量约束的 σ 水平超过6。当 σ 水平超过3时, 其成功率就已经十分接近100%。但在长期的大规模生产中, 由于约束条件的概率密度会出现1.5 σ 漂移^[25], 使得每百万个产品中会对应66803个次品, 而当 σ 水平超过6时, 每百万个产品仅会对应3.4个次品。因此, 当质量约束的 σ 水平超过6时, 电机在实际生产中的稳健性会得到显著提升^[26,27]。

在稳健性优化中, 引入正态概率密度函数来计算电机性能在不确定性参数影响下超出约束条件的概率, 从而体现优化后的电机是否具有优越的稳健性, 而正态概率密度函数中的均值, 需要设置为确定性优化后的参数变量的值, 然后利用稳健性优化在确定性优化最优解的周围寻找相对稳健性较高的解, 从而保证经过稳健性优化后的电机同时具有较高的转矩性能和稳健性。容错PMV电机稳健性优化公式如下所示:

Objective function : $\{\max[T(\mathbf{x})], \max[T_r(\mathbf{x})]\}$

$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8]$

$= [h_{pm}, h_t, r_{si}, T_m, T_{m1}, T_s, T_t, w_{pm}]$, (13)

$$\begin{cases} g_1(\mathbf{x}) = T(\mathbf{x}) - 40 \text{ N m} \geq n\sigma[g_1(\mathbf{x})], \\ g_2(\mathbf{x}) = T_r(\mathbf{x}) - 7\% \leq n\sigma[g_2(\mathbf{x})], \\ g_3(\mathbf{x}) = T_l(\mathbf{x}) - 38 \text{ N m} \geq n\sigma[g_3(\mathbf{x})], \\ g_4(\mathbf{x}) = T_{r1}(\mathbf{x}) - 25\% \leq n\sigma[g_4(\mathbf{x})], \\ \text{s.t. } g_5(\mathbf{x}) = T_2(\mathbf{x}) - 36 \text{ N m} \geq n\sigma[g_5(\mathbf{x})], \\ g_6(\mathbf{x}) = T_{r2}(\mathbf{x}) - 40\% \leq n\sigma[g_6(\mathbf{x})], \\ g_7(\mathbf{x}) = T_3(\mathbf{x}) - 29 \text{ N m} \geq n\sigma[g_7(\mathbf{x})], \\ g_8(\mathbf{x}) = T_{r3}(\mathbf{x}) - 70\% \leq n\sigma[g_8(\mathbf{x})], \\ n \geq 6. \end{cases} \quad (14)$$

图8为稳健性优化后的帕累托前沿。如图所示, 相对于确定性优化, 稳健性优化的帕累托最优点集中在一个更小的范围中。这是由于稳健性优化增加了 σ 水平作为约束条件, 提高了优化可行解的限制要求。帕累托前沿中所标注的优化点因为其平均转矩较高, 同时转矩脉动相对较低, 因此被选择为最终的稳健性优化结果。其中, 平均转矩为42 N m, 转矩脉动为5%。

图9展示了稳健性优化后正常运转下平均转矩和转矩脉动的概率分布函数, 表3展示了正常运转和所有容错控制模式下电机性能概率分布函数中的具体参数。从图9(a)和表3中可以看出, 平均转矩的值经过稳健性优化后提升至42 N m, 而平均转矩的 σ 水平从0.045提高至6.5, 从而使电机平均转矩的POF下降至

图 8 (网络版彩图)稳健性优化结果
Figure 8 (Color online) Result of robust optimization.

图 9 (网络版彩图)正常运转下稳健性优化结果. (a) 平均转矩; (b) 转矩脉动
Figure 9 (Color online) Result of robust optimization under normal operation. (a) Average torque; (b) torque ripple.

0%. 从图9(b)和表3中可以看出, 转矩脉动由于其标准差的下降, 使得优化后的转矩脉动的POF值依旧为0%.

图10~12分别展示了不同开路容错控制模式下, 经稳健性优化后平均转矩和转矩脉动的概率分布函数. 从图10(a)和表3中可以得出, 稳健性优化后电机在一相开路容错下的平均转矩从38.5 N m提升至41.5 N m, 同时, 由于其标准差的减小, 使得稳健性优化后平均转矩的 σ 水平上升至8, 从而使电机转矩脉动的POF下降至0%. 从图10(b)和表3中可以得出, 一相开路容错下

表 3 稳健性优化的概率密度分布函数参数

Table 3 Parameters of the probability distribution functions in robustness optimization

项目(正常运转)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	40	7%
均值	42	5%
标准差	0.31	0.28
σ 水平	6.5	7
POF	0%	0%

项目(一相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	38	25%
均值	41.5	16%
标准差	0.44	1.32
σ 水平	8	6.8
POF	0%	0%

项目(不相邻两相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	36	40%
均值	39	31%
标准差	0.32	1.5
σ 水平	9.5	6
POF	0%	0%

项目(相邻两相开路)	平均转矩 (N m)	转矩脉动
约束值	29	70%
均值	31	55%
标准差	0.2	2.5
σ 水平	10	6
POF	0%	0%

的转矩脉动经过优化后由于标准差的下降, 使得其POF依旧为0%.

从图11(a)和表3中可以得出, 稳健性优化后电机在不相邻两相开路容错下的平均转矩从36 N m提升至39 N m, 同时, 平均转矩标准差从0.26减小至0.32, 其 σ 水平上升至9.5, 从而使电机不相邻两相开路容错下平均转矩的POF下降至0%. 同时, 从图11(b)和表3中可以得出, 该容错控制模式下经过优化后的转矩脉动从原本的39.5%下降至31%, 使得其POF从46%显著下降至0%.

通过图12(a)和表3可以得出, 容错PMV电机在相邻两相开路容错下, 在进行稳健性优化后的平均转矩从30 N m提升至31 N m, 同时, 平均转矩标准差从0.97显著减小至0.2, 其 σ 水平上升至10, 从而使电机相邻两

图 10 (网络版彩图)一相开路容错控制下稳健性优化结果. (a) 平均转矩; (b) 转矩脉动

Figure 10 (Color online) Result of robust optimization under one phase open circuit fault tolerant operation. (a) Average torque; (b) torque ripple.

图 11 (网络版彩图)不相邻两相开路容错控制下稳健性优化结果. (a) 平均转矩; (b) 转矩脉动

Figure 11 (Color online) Result of robust optimization under nonadjacent two phase open circuit fault tolerant operation. (a) Average torque; (b) torque ripple.

图 12 (网络版彩图)相邻两相开路容错控制下稳健性优化结果. (a) 平均转矩; (b) 转矩脉动

Figure 12 (Color online) Result of robust optimization under adjacent two phase open circuit fault tolerant operation. (a) Average torque; (b) torque ripple.

相开路容错下平均转矩的POF下降至0%。同时，从图12(b)和表3中可以得出，相邻两相开路容错控制模式下经过优化后的转矩脉动从原本的61%下降至55%，使得其POF从8%减小至0%。

综上，可以看出在稳健性优化后，容错PMV电机在多模式运行下的平均转矩和转矩脉动依旧满足设定的约束条件。同时，容错PMV电机多模式运行下平均转矩和转矩脉动的POF显著下降，在考虑了由制造误差引起的不确定性参数的影响后，平均转矩和转矩脉动超出约束的概率降低至0。因此，经过稳健性优化后的容错PMV电机性能综合的稳健性相较于确定性优化结果得到了显著改善。

为了验证经过优化后的电机在容错模式下的转矩性能，针对优化后的容错PMV电机制造了一台样机，实验结果如图13所示，表4对比了实验测量值与优化后电机的仿真值。从表4中可以看出，实验样机在一相开路容错模式运行下的平均转矩和转矩脉动分别为5.7 N m和56%，而在正常运转时的平均转矩和转矩脉动分别为6.5 N m和45%。样机在一相开路容错模式下的转矩性能与正常运转时接近，证明了优化后的电机

图 13 (网络版彩图)实验样机测量转矩(通道4, 4 N m/格)和电流值(通道1~3, 5 A/格). (a) 正常运转; (b) 一相开路容错
Figure 13 (Color online) Measured torque (Port 4, 4 N m/div) and currents (Ports 1–3, 5 A/div) of experimental machine. (a) Normal operation; (b) one phase open circuit fault tolerant operation.

在容错模式下具有较为优越的转矩性能. 同时, 表4中正常模式和一相开路模式下的平均转矩和转矩脉动的实验值与仿真值差距很小, 实验值与仿真值之间存在微小误差, 主要原因是仿真未考虑到电机旋转时产生的摩擦转矩以及实验平台的不稳定性. 总体来看, 实验结果与优化结果具有较高的一致性.

表 4 样机实验值及相同电流下的仿真值

Table 4 Experimental values of prototype and simulation values under the same current

电机性能	仿真值	实验值
转矩 (N m) (正常运转)	6.8	6.5
转矩脉动 (正常运转)	50%	45%
转矩 (N m) (一相开路容错)	6	5.7
转矩脉动 (一相开路容错)	60%	56%

7 结论

本文在容错PMV电机的优化设计中考虑了实际的多模式运行情况和参数不确定影响, 在多模式运行下对该电机进行多目标优化及稳健性优化, 使得电机在多模式运行下的转矩性能和稳健性得到保证. 为了减少计算时间, 提高优化效率, 利用GRNN神经网络代替有限元分析模型, 表征出输入变量与输出目标的关系, 并通过多目标确定性算法NSGA-II得到了相对最优的平均转矩和转矩脉动. 经过混沌多项式展开, 分析出确定性优化结果的稳健性较差后, 利用 6σ 质量优化方法, 将电机多模式运行下平均转矩和转矩脉动的 σ 水平均提升至6以上, 使得其实际生产中的性能失效率皆降至0%, 大大提高了优化结果的稳健性. 最终, 优化后的容错PMV电机满足了多模式运行下高转矩和低转矩脉动的性能要求, 同时其性能的稳健性显著提升.

参考文献

- Wang D, Wu X Z, Cheng S W, et al. Steady state performance analysis of multi-phase induction motor with non-sinusoidal supply (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2015, 45: 322–329 [王东, 吴新振, 程思为, 等. 非正弦供电多相感应电机稳态性能分析. *中国科学: 技术科学*, 2015, 45: 322–329]
- Zhao F, Lipo T A, Kwon B. A novel dual-stator axial-flux spoke-type permanent magnet vernier machine for direct-drive applications. *IEEE Trans Magn*, 2014, 50: 8104304
- Sun X, Shi Z, Lei G, et al. Analysis and design optimization of a permanent magnet synchronous motor for a campus patrol electric vehicle. *IEEE Trans Veh Technol*, 2019, 68: 10535–10544
- Chen Q, Xu G, Zhai F, et al. A novel spoke-type PM motor with auxiliary salient poles for low torque pulsation. *IEEE Trans Ind Electron*, 2020, 67: 4762–4773
- Kim B. Design method of a direct-drive permanent magnet vernier generator for a wind turbine system. *IEEE Trans Ind Appl*, 2019, 55: 4665–4675
- Li X, Chau K T, Cheng M, et al. Performance analysis of a flux-concentrating field-modulated permanent-magnet machine for direct-drive applications. *IEEE Trans Magn*, 2015, 51: 1–11
- Li R, Shi C, Qu R, et al. A novel modular stator fractional pole-pair permanent-magnet vernier machine with low torque ripple for servo

- applications. *IEEE Trans Magn*, 2021, 57: 1–6
- 8 Liu G, Yang J, Zhao W, et al. Design and analysis of a new fault-tolerant permanent-magnet vernier machine for electric vehicles. *IEEE Trans Magn*, 2012, 48: 4176–4179
- 9 Zhao W, Du K, Xu L. Design considerations of fault-tolerant permanent magnet vernier machine. *IEEE Trans Ind Electron*, 2020, 67: 7290–7300
- 10 Li X L, Li J Y, Yang G Y, et al. Multi-objective optimization analysis of electric-excitation double-stator field-modulated machine (in Chinese). *Trans CES*, 2020, 35: 972–982 [李祥林, 李金阳, 杨光勇, 等. 电励磁双定子场调制电机的多目标优化设计分析. *电工技术学报*, 2020, 35: 972–982]
- 11 Xue Z, Li H, Zhou Y, et al. Analytical prediction and optimization of cogging torque in surface-mounted permanent magnet machines with modified particle swarm optimization. *IEEE Trans Ind Electron*, 2017, 64: 9795–9805
- 12 Song J C, Dong F, Zhao J W, et al. Design optimization research of air-core permanent magnet synchronous linear motor based on gravity neighborhood center algorithm (in Chinese). *Proc CSEE*, 2017, 37: 3594–3601 [宋俊材, 董菲, 赵吉文, 等. 基于重心邻域算法的无铁心永磁同步直线电机优化设计研究. *中国电机工程学报*, 2017, 37: 3594–3601]
- 13 Zhang B F, Cheng M, Wang S S, et al. Optimal design of flux-switching permanent magnet linear machine based on improved surrogate-based optimization algorithm (in Chinese). *Trans CES*, 2020, 35: 1013–1021 [张邦富, 程明, 王飒飒, 等. 基于改进型代理模型优化算法的磁通切换永磁直线电机优化设计. *电工技术学报*, 2020, 35: 1013–1021]
- 14 Xu L, Liu G H, Zhao W X, et al. Leading design parameter analysis and experimental validation of a fault tolerant permanent magnet vernier machine (in Chinese). *Proc CSEE*, 2016, 36: 5035–5042 [徐亮, 刘国海, 赵文祥, 等. 容错式永磁游标电机关键参数分析及实验研究. *中国电机工程学报*, 2016, 36: 5035–5042]
- 15 Zou T, Li D, Qu R, et al. Advanced high torque density PM vernier machine with multiple working harmonics. *IEEE Trans Ind Appl*, 2017, 53: 5295–5304
- 16 Chen Q, Zhao W, Liu G, et al. Extension of virtual-signal-injection-based MTPA control for five-phase IPMSM into fault-tolerant operation. *IEEE Trans Ind Electron*, 2019, 66: 944–955
- 17 Sui Y, Zheng P, Yin Z, et al. Open-circuit fault-tolerant control of five-phase PM machine based on reconfiguring maximum round magnetomotive force. *IEEE Trans Ind Electron*, 2019, 66: 48–59
- 18 Xu L, Zhao W, Liu G, et al. Design optimization of a spoke-type permanent-magnet vernier machine for torque density and power factor improvement. *IEEE Trans Veh Technol*, 2019, 68: 3446–3456
- 19 Zhao W X, Tang J X, Ji J H, et al. Topology and control of five-phase fault-tolerant flux-switching permanent-magnet motor (in Chinese). *Proc CSEE*, 2015, 35: 1229–1236 [赵文祥, 唐建勋, 吉敬华, 等. 五相容错式磁通切换永磁电机及其控制. *中国电机工程学报*, 2015, 35: 1229–1236]
- 20 Fu D X, Zhao X M. Backstepping terminal sliding mode control based on radial basis function neural network for permanent magnet linear synchronous motor (in Chinese). *Trans CES*, 2020, 35: 2545–2553 [付东学, 赵希梅. 基于径向基函数神经网络的永磁直线同步电机反推终端滑模控制. *电工技术学报*, 2020, 35: 2545–2553]
- 21 Yang Y, Zhao J W, Song J C, et al. Structural optimization of air-core permanent magnet synchronous linear motors based on deep neural network models (in Chinese). *Proc CSEE*, 2019, 39: 6085–6094 [杨阳, 赵吉文, 宋俊材, 等. 基于深度神经网络模型的无铁心永磁同步直线电机结构优化研究. *中国电机工程学报*, 2019, 39: 6085–6094]
- 22 Zuo S G, Liu Y, Deng W Z. Sensitivity analysis and optimization of electromagnetic force wave of an axial-flux in-wheel motor (in Chinese). *Trans CES*, 2018, 33: 2423–2430 [左曙光, 刘洋, 邓文哲. 轴向磁通轮毂电机电磁力波灵敏度分析和优化. *电工技术学报*, 2018, 33: 2423–2430]
- 23 Pereira L A, Haffner S, Nicol G, et al. Multiobjective optimization of five-phase induction machines based on NSGA-II. *IEEE Trans Ind Electron*, 2017, 64: 9844–9853
- 24 Bu J G, Lan X D, Zhou M, et al. Performance optimization of flywheel motor by using NSGA-2 and AKMMP. *IEEE Trans Magn*, 2018, 54: 1–7
- 25 Lei G, Wang T, Zhu J, et al. System-Level design optimization method for electrical drive systems—Robust approach. *IEEE Trans Ind Electron*, 2015, 62: 4702–4713
- 26 Ma B, Lei G, Liu C, et al. Robust tolerance design optimization of a PM claw pole motor with soft magnetic composite cores. *IEEE Trans Magn*, 2018, 54: 1–4
- 27 Wang S P, Liu C C, Wang Y H, et al. 6σ robust multidisciplinary design optimization method for permanent magnet motors with soft magnetic

composite cores (in Chinese). Trans CES, 2019, 34: 637–645 [王韶鹏, 刘成成, 汪友华, 等. 软磁复合材料永磁电机的 6σ 稳健多学科设计优化方法. 电工技术学报, 2019, 34: 637–645]

Robustness optimization of fault-tolerant permanent magnet vernier machine under multimode operation

XU Liang^{1,2,3}, WU WenJie^{1,2,3}, ZHAO WenXiang^{1,2,3} & JI JingHua^{1,2,3}

¹ School of Electrical Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

² Jiangsu Key Laboratory of Electric Vehicle Drive and Intelligent Control, Zhenjiang 212013, China;

³ National Center for International Research on Structural Health Management of Critical Components, Zhenjiang 212013, China

To enhance the electromagnetic torque of permanent magnet vernier machine parameters, a multi-objective optimization method considering the parameter uncertainty is proposed under multifault tolerant control modes. The proposed method solves the problem of uncertain parameters, which affects this machine. First, according to different open-circuit conditions under the fault-tolerant control mode, the optimization objectives and constraints are set up. Second, the torque and its ripple under different fault-tolerant operation modes are optimized using a deterministic genetic algorithm. Finally, the robustness of the machine is optimized using the 6σ quality optimization method. The results showed that the optimized permanent magnet vernier machine has excellent torque performance under multimode operation and significantly improved robustness.

permanent magnet vernier machine, parameter uncertainty, multi-mode operation, 6σ quality optimization

doi: [10.1360/SST-2020-0471](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0471)