

基于 MOGA 优化注入谐波电流的 永磁同步电机振动抑制策略

刘 锐, 高 剑*, 刘晨旭, 高世诚

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

Vibration Suppression Strategy for PMSM Based on MOGA Optimized Harmonic Current Injection

LIU Kun, GAO Jian*, LIU Chenxu, GAO Shicheng

(College of Electrical and Information Engineering, Hu'nan University, Changsha 410082, China)

Abstract: [Objective] Harmonic current injection is an effective approach for suppressing electromagnetic vibration and noise in permanent magnet synchronous motor (PMSM). However, traditional methods face difficulties in determining the parameters of harmonic currents and neglect the coupling between the radial electromagnetic force and torque.

[Methods] Firstly, a 10-pole 60-slot PMSM was taken as the research object in this paper. Considering the slotting effect, the dominant electromagnetic force component was identified as the 0-order 12-time frequency through two-dimensional fast Fourier transform, and its sources were analyzed. Subsequently, the coupling mechanism between harmonic currents and radial electromagnetic forces was analyzed. To address the strong interaction between harmonic currents and electromagnetic performance, a multi-objective optimization model was formulated that considers vibration suppression and torque performance. The amplitudes and phases of the harmonic currents were optimized using multi-objective genetic algorithm (MOGA). Finally, a multi-physics simulation model incorporating electromagnetic-structural coupling was developed to validate the vibration responses of the motor. [Results] The results demonstrated that the armature reaction slot harmonics and permanent magnet field interactions were the dominant contributors to radial electromagnetic forces. Further experimental verification showed that injecting harmonic currents with MOGA-optimized amplitudes and phases achieved a 12.75% reduction in motor vibration acceleration and a 2.61%

decrease in torque ripple. These improvements validated both the effectiveness of the optimization algorithm and the feasibility of the harmonic current injection strategy for vibration suppression. [Conclusion] The MOGA-based harmonic current parameter optimization method proposed in this paper achieves an effective trade-off between vibration suppression and torque performance enhancement, providing both theoretical insights and practical references for electromagnetic force mechanism analysis and active suppression strategies.

Key words: permanent magnet synchronous motor; radial electromagnetic force; multi-objective genetic algorithm; electromagnetic vibration; harmonic current injection; torque ripple

摘 要: 【目的】针对永磁同步电机(PMSM)运行中产生的电磁振动噪声,注入谐波电流是一种有效的主动抑振方法。然而,传统方法在确定谐波电流的参数上存在困难,且忽略了径向电磁力与转矩性能的耦合。【方法】首先,本文以 10 极 60 槽 PMSM 为研究对象。考虑开槽作用,通过二维快速傅里叶变换分析出主导电磁力分量为 0 阶 12 倍频,并分析其来源。其次,分析了谐波电流与径向电磁力的关联机制。针对谐波电流与电磁性能间的强耦合特性,构建以抑振性能与转矩性能兼顾的多目标优化模型,采用多目标遗传算法(MOGA)优化电流谐波的幅值和相位。最后,建立电磁-结构耦合的多物理场仿真模型,对优化前后的电机振动响应进行对比验证。【结果】结果表明,电枢反应槽谐波和永磁体磁场的作用对主导径向电磁力贡献最大。此外,注入由 MOGA 优化的幅值和相位谐波电流后,电机振动加速度可削弱 12.75%,转矩脉动降低 2.61%,验证了优化算法的有效性和注入谐波电流抑振策略的可行性。【结论】本文所提基于 MOGA 的谐波电

基金项目:国家重点研发计划项目(2022YFF1400202)

National Key Research and Development Program of China
(2022YFF1400202)

流参数优化方法,在抑制振动与提高转矩性能之间实现了有效平衡,为电磁力成因分析及其主动抑制提供了理论和实践参考。

关键词: 永磁同步电机;径向电磁力;多目标遗传算法;电磁振动;注入谐波电流;转矩脉动

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其高效、高功率密度和良好的动态性能广泛应用于轨道交通、工业自动化及航空航天等高端制造领域^[1-2]。然而,随着性能需求的不断提升,运行过程中产生的电磁振动与噪声问题已成为制约其技术发展的关键因素^[3]。

PMSM 的振动与噪声主要来源于电磁、机械及空气动力三个方面^[4]。其中,电磁振动噪声由于频率高容易被人耳感知,通常成为主要噪声源。这类噪声由电磁力与定子结构模态耦合引发^[5]。电磁力的频率与幅值受极槽配合、绕组分布及电流谐波等因素影响^[6-7]。

针对电机振动噪声的抑制问题,当前研究主要围绕结构优化和控制策略两大方向展开。在结构优化方面,研究重点包括:通过增强定子结构刚度,使模态频率与电磁力激励频率有效分离,避免共振现象^[8];对定转子几何参数^[9-10]和材料特性^[11]进行协同优化,以降低电磁力波幅值并改善其空间分布特性。文献[12]设置轴线方向不等宽的磁极结构并对其优化,降低了极频电磁力谐波和振动。文献[13]采用三角形齿轭分离结构设计定子,有效降低轮辐式 PMSM 的电磁振动和噪声。文献[14]在定子齿上开辅助槽改变永磁电机极数槽数配合,削弱了因极槽数配合引起的低阶激振力波。上述方案本质上是通过调整气隙磁密谐波分布,进而改变电磁力的时空频次分布特性,从而削弱电机的振动和噪声。

与结构优化方案相比,注入谐波电流策略因无需修改电机结构且实现简单,已成为近年来抑制电机电磁振动的重要研究方向^[15-17]。现有研究大多针对特定时空阶次的电磁力的削弱。文献[18]通过永磁体结构优化和注入谐波电流改变集中力谐波的相位差,将零阶振动转化为非零阶

振动,降低了电机的振动水平。文献[19]从矢量控制的角度遍历 dq 轴电流分量和电磁力的关系,通过控制 dq 轴电流分量削弱电机的 2 倍频电磁力。文献[20]注入 13 倍频电流谐波以削弱 72 槽 12 极电机的 12 倍频电磁力,取得了有效的减振效果,但在多工况下多自由度电流谐波参数的选取过程较为耗时^[21]。文献[22]利用谐波估计模块结合模拟退火算法优化注入电流的幅值和相位,文献[23]则采用自适应神经网络与梯度下降法实现谐波电流参数的快速优化,两者均在一定程度上改善了抑振效果。然而,上述研究大多以振动削弱为单一目标,未系统评估注入谐波电流对提高电机综合电磁性能的影响^[24]。谐波电流的幅值与相位通过多自由度参数设计^[25-26],既重构了电磁力的时空分布,又耦合影响转矩性能。如何实现电磁性能与减振效果的动态平衡并高效求解最优谐波电流参数组合,仍是当前研究的核心挑战。

为了解决上述问题,本文针对 10 极 60 槽 PMSM 额定运行的 0 阶 12 倍频主导径向电磁力,提出一种基于多目标遗传算法 (Multi-Objective Genetic Algorithm, MOGA) 优化注入谐波电流参数的抑振策略,以实现电磁振动的主动抑制和转矩性能的综合提升。首先,结合二维时空傅里叶分析法,从永磁体励磁磁场、电枢反应磁场及其耦合机制出发,系统分析了主导电磁力的磁密谐波来源。其次,阐明绕组谐波电流、电枢磁场谐波与电磁力之间的关联,为注入谐波电流抑制振动奠定理论依据。然后,构建多目标优化模型,以转矩脉动与目标阶次电磁力幅值为优化指标,采用 MOGA 优化谐波电流的幅值和相位参数。最后,通过多物理场耦合仿真验证,结果表明所提策略可有效削弱电机振动噪声水平,提升系统转矩性能。

1 电磁力特性及其来源分析

本文研究对象为一台三相 10 极 60 槽 PMSM,其结构如图 1 所示,主要参数如表 1 所示。

1.1 电磁振动理论

对于磁极厚度均匀且采用径向充磁的 PMSM,忽略齿槽效应,永磁体产生的磁动势即空载磁动势 f_{pm} 的傅里叶级数表达式为



图 1 PMSM 三维建模结构图

Fig. 1 3D modeling structure of PMSM

表 1 PMSM 主要参数

Tab. 1 Main parameters of the PMSM

参数名称	参数值
定子外径/mm	208
定子内径/mm	116
铁心长度/mm	140
磁极厚度/mm	4
气隙长度/mm	1
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000
额定功率/kW	30

$$f_{pm} = \sum_u F_u \cos(up\theta - u\omega t) \quad (1)$$

$$F_u = \frac{4B_r h}{\mu_r \mu_0 u \pi} \sin\left(\frac{u\pi\alpha}{2}\right) \quad (2)$$

式中: p 为极对数; θ 、 ω 分别为旋转机械角度、电角频率; u 为永磁体磁动势的谐波阶数; F_u 为 u 次谐波永磁体磁动势的幅值; h 为磁极厚度; α 为极弧系数; t 为时间; B_r 为永磁体剩磁; μ_0 、 μ_r 分别为真空磁导率、永磁体相对磁导率^[27]。

忽略脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 产生的高频电流谐波, 三相基波电流产生的电枢磁动势 f_{am} 为

$$f_{am} = \sum_v F_v \cos(vp\theta - \omega t + \varphi) \quad (3)$$

$$F_v = \frac{3N_t I_1}{\pi v p} k_{w(v)} \quad (4)$$

式中: v 为电枢磁动势的谐波阶数; F_v 为 v 次谐波电枢磁动势的幅值; I_1 为绕组基波电流幅值; N_t 为每相每条并联支路的串联匝数; $k_{w(v)}$ 为 v 次电枢谐波磁动势的绕组系数; φ 为电枢磁动势的初始相位角^[28]。

考虑定子开槽对气隙磁场的影响, 单位面积

上的气隙磁导函数可表示为

$$\lambda = \lambda_0 + \sum_i \lambda_i \cos(iZ\theta) \quad (5)$$

式中: λ_0 、 λ_i 分别为平均磁导、定子开槽 i 次谐波调制磁导; Z 为槽数。

由于气隙中的切向磁密远小于径向磁密, 分析 PMSM 电磁力时通常忽略切向磁密的影响。基于磁势磁导法, 考虑齿槽效应的空载气隙磁密 b_{pm} 和电枢磁密 b_{arm} 为

$$b_{pm} = \sum_u F_u \lambda_0 \cos(up\theta - u\omega t) + \sum_u \sum_i \frac{F_u \lambda_i}{2} \cos[(up \pm iZ)\theta - u\omega t] \quad (6)$$

$$b_{arm} = \sum_v F_v \lambda_0 \cos(vp\theta - \omega t + \varphi) + \sum_v \sum_i \frac{F_v \lambda_i}{2} \cos[(vp \pm iZ)\theta - \omega t + \varphi] \quad (7)$$

PMSM 的气隙磁场由永磁体励磁磁场和电枢反应磁场共同构成, 忽略磁路饱和及漏磁影响, 两者独立作用的磁场线性叠加得到合成气隙磁场 b_{gap} , 即:

$$b_{gap} = b_{pm} + b_{arm} \quad (8)$$

气隙径向电磁力可采用张量法计算, 其表达式为

$$F_r = \frac{b_{gap}^2}{2\mu_0} = \sum_m \sum_n F_{m,n} \cos(m\theta + n\omega t + \varphi_{F_r}) \quad (9)$$

式中: m 、 n 分别为径向电磁力的空间阶次、时间倍频; φ_{F_r} 为径向电磁力的相位。

式(9)表明径向电磁力由永磁体磁密相互作用、电枢磁密相互作用、永磁体磁密和电枢磁密相互作用产生。其中, 电枢磁密相互作用产生的电磁力占比较小, 可忽略不计。因此, 结合式(6)~式(9)确定径向电磁力的空间阶次 m 、时间倍频 n 等参数, 如表 2 所示。

表 2 径向电磁力的来源及时空特征

Tab. 2 Source of radial electromagnetic force and its time and spatial order

来源	时空阶次 [m, n]
永磁体磁场	$[(u_1 \pm u_2)p, (u_1 \pm u_2)]$
永磁体磁场和定子槽	$[(u_1 \pm u_2)p \pm (i_1 + i_2)Z, (u_1 \pm u_2)]$
永磁体磁场和电枢磁场	$[(u \pm v)p, (u \pm 1)]$
永磁体磁场、电枢磁场和定子槽	$[(u \pm v)p \pm (i_1 + i_2)Z, (u \pm 1)]$

m 阶径向电磁力施加到定子铁心上产生的径向位移 Y_m 可通过 Jordan 方程计算^[29]得到:

$$Y_m = \begin{cases} -\frac{R_{si}R_y}{Eh_y}\sigma_{f,0}, & m=0 \\ \frac{12R_{si}R_y^3}{Eh_y^3(m^2-1)^2}\sigma_{f,m}, & m \geq 2 \end{cases} \quad (10)$$

式中: R_{si} 为定子铁心内半径; R_y 为定子轭部半径; $\sigma_{f,m}$ 为 f 阶力激励下的 m 阶静态变形; h_y 为定子轭部高度; E 为定子铁心杨氏模量。

由式(10)可知,定子振动位移幅值与电磁力空间阶次呈 4 次方反比关系,低阶次径向电磁力是电机电磁振动的主导激励源。因此,削弱低阶径向电磁力是抑制电机振动噪声的关键途径。

1.2 电磁力分析

为分析单位电周期内电磁力的时空特性,采用二维傅里叶变换将时空域电磁力分解为不同空间阶次 m 和时间倍频 n 的谐波分量,其标准表达式为^[30]

$$FFT(s,t) = \frac{1}{N_x N_y} \sum_{x=0}^{N_x-1} \sum_{y=0}^{N_y-1} ffit(x,y) e^{-2j\pi(\frac{xs}{N_x} + \frac{yt}{N_y})} \quad (11)$$

式中: N_x 、 N_y 为二维数据点数; $ffit(x,y)$ 为待变换的时空域数据; $FFT(s,t)$ 为傅里叶变换后的频域数据,且 $s, x \in [0, N_x-1]$, $t, y \in [0, N_y-1]$ 。

基于式(11),目标电机空载和额定负载下径向电磁力的谐波成分如图2所示。空载时,0阶

12 倍频主导径向力波幅值为 0.25 N; 负载情况下为 2.38 N, 占比为 10.50%。因此,在分析径向电磁力的谐波来源时需要考虑永磁体磁场相互作用的影响。

由于零频电磁力不产生振动,由图 2 可知对电机振动影响较大的主导径向电磁力空间阶次为 0, 时间倍频为 6、12。根据电磁力来源分析,分别考虑永磁体磁场相互作用、永磁体磁场与电枢磁场相互作用,分析主导径向电磁力贡献较大的磁密谐波来源,如表 3 所示。

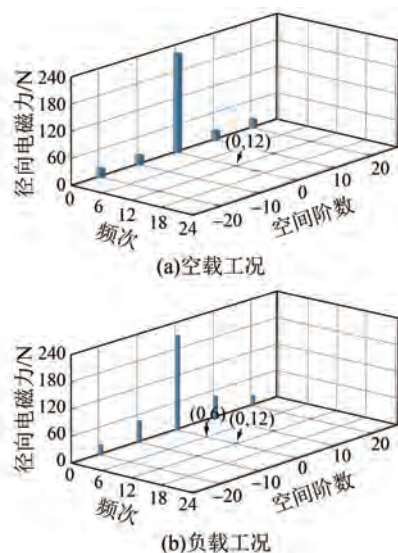


图 2 径向电磁力的时空阶次
Fig. 2 Time and spatial order of radial electromagnetic force

表 3 组成零阶径向电磁力的磁密来源

Tab. 3 Sources of flux density constituting zero-order radial electromagnetic force

永磁体磁密	电枢磁密					永磁体磁密			
	(-25,1)	(35,1)	(-55,1)	(65,1)	...	(55,11)	(-55,1)	(65,1)	...
(25,5)	(0,6)								
(35,7)		(0,6)							
(55,11)			(0,12)				(0,12)		
(-55,1)						(0,12)			
(65,13)				(0,12)				(0,12)	
...					...				...

表 3 中,(0,6)表示空间阶次为 0、时间倍频为 6 的电磁力或磁密谐波分量。12 倍频径向电磁力由 $p \pm iZ$ 倍频磁密谐波构成,该力波的形成机理为齿槽效应引起的气隙磁导周期性调制。其中

永磁体磁密谐波分量(-55,1)、(65,1)来源于永磁体磁场与定子槽的相互作用,电枢磁密谐波分量(-55,1)、(65,1)由电枢磁场与定子槽的相互作用形成。对永磁体磁密和电枢磁密进行二维傅

里叶分解,其谐波成分如图 3 所示。

由图 3 可知,永磁体磁密频谱中,空间阶次-55、65 处幅值较大,时间倍频为基频;电枢磁密频谱中,空间阶次-55、65 处幅值较大,表明定子开槽效应对气隙磁场产生了明显的调制作用。

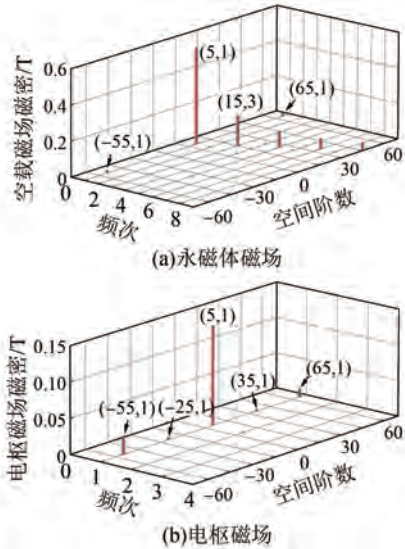


图 3 磁密时空阶次

Fig. 3 Time and spatial order of flux density

2 注入谐波电流抑振策略

2.1 谐波电流与电磁力关联分析

电磁力的溯源研究表明,定转子磁动势经气隙磁导调制效应产生的槽谐波是低阶次径向电磁力的重要磁密组成来源。因此,在槽谐波耦合机理下,通过注入特定谐波电流生成补偿性电枢磁动势,使其经磁导调制效应与永磁体磁场谐波相互作用产生反向力波,实现径向电磁力的主动抵消。

三相绕组注入 k 倍频对称谐波电流的表达式为

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} + I_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \\ i_b = i_{b1} + I_k \sin\left[k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_k\right] \\ i_c = i_{c1} + I_k \sin\left[k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_k\right] \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_{a1} 、 i_{b1} 和 i_{c1} 分别为三相基波电流; I_k 、 φ_k 分别为 k 次谐波电流的幅值、相位。

基波电流产生的低次谐波磁动势占比较大,忽略其产生的高次谐波磁动势。同时注入的谐波电流幅值与基波电流相比较小,所以仅考虑谐波

电流产生的基波磁动势。仅考虑基波电流产生空间阶次 $v = 1, \pm(z/p \pm 1)$ 的磁动势,永磁体磁场和电枢磁场产生的合成磁动势为

$$f = f_{pm} + f_{arm} + F_k \cos(k\omega t - v_1 p\theta + \varphi_k) \quad (13)$$

式中: F_k 为 k 次谐波电流产生的基波磁动势幅值,且 $F_k = 3N_t k_{w(1)} I_k / \pi$ 。

根据式(5)、式(9)、式(13)可知,注入谐波电流后新增的径向电磁力表达式为

$$\begin{aligned} F_{\text{new}} = & \frac{F_k F_u \lambda_0^2}{2\mu_0} \cos[(k \pm u)\omega t - (v_1 \pm u)p\theta + \varphi_k] + \\ & \frac{F_k F_v \lambda_0^2}{2\mu_0} \cos[(k \pm 1)\omega t - (v_1 \pm 1)p\theta + \varphi_k] + \\ & \frac{F_k F_u \lambda_0 \lambda_i}{2\mu_0} \cos[(k \pm u)\omega t - \\ & (v_1 \pm u \pm iZ/p)p\theta + \varphi_k] \end{aligned} \quad (14)$$

式中: i 的取值为-1, 1。

由式(14)可知,新增电磁力主要由三部分构成:谐波电流电枢磁场和永磁体磁场相互作用、基波电流电枢磁场和谐波电流电枢磁场相互作用、谐波电流电枢磁场和永磁体磁场及定子槽相互作用。其中,前两部分表明通过注入 k 倍频的电流谐波可与永磁体基波磁场作用产生空间阶数为 0、时间倍频为 $k \pm 1$ 的目标径向电磁力,且第一部分贡献最为显著。第三部分产生的电磁力空间阶次较高且会激发新的振动,但由式(10)可知,其振动幅值显著低于注入谐波电流前主导阶次电磁力作用的幅值,相对较弱。针对主导电磁力的阶次,可选择注入的谐波电流频次 k 为 11 次和 13 次。同时,由于产生的电磁力与注入的电流幅值和相位相关,故通过优化注入电流的幅值和相位,可实现对主导电磁力的主动抑制,从而抑制电机的振动噪声。

2.2 谐波电流幅值和相位的确定

由于注入谐波电流的幅值与相位等参数与机电磁性能间存在强耦合,涉及多目标优化问题。为此,本文采用 MOGA,在综合考虑电磁力削弱与电机转矩性能优化的前提下,优化谐波电流的幅值与相位,实现电机整体性能提升。

所采用的 MOGA 基于经典的非支配性排序遗传算法 II,融合受控精英策略,具有良好的全局寻优能力与收敛性。该算法通过模拟进化机制迭代逼近 Pareto 最优前沿,兼具鲁棒性强、计算效率高等优势。其优化过程始于种群的随机初始化,

随后执行选择、交叉与变异等遗传操作,持续更新种群以生成新一代候选解,最终获得接近全局最优解的 Pareto 解集。基于 MOGA 的谐波电流参数优化流程如图 4 所示。



图 4 基于 MOGA 的谐波电流参数优化流程

Fig. 4 Optimization process of harmonic current parameters based on MOGA

在优化过程中,选取转矩脉动与 0 阶 12 倍频径向电磁力作为优化指标,将第 11 次和 13 次谐波电流的幅值 i_{11} 、 i_{13} 与相位 φ_{11} 、 φ_{13} 作为优化变量。在额定工况下,决策变量、目标函数和约束条件的数学表达式为

$$\begin{aligned} & \text{Find } \mathbf{x} \{i_{11} \quad i_{13} \quad \varphi_{11} \quad \varphi_{13}\} \\ & \text{min } \{(T_{\max} - T_{\min})/T_{\text{avg}} \quad F_r(0, 12)\} \\ & \text{st. } T_{\text{avg}} \geq 135 \text{ N} \cdot \text{m} \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $T_{\max}$ 、 $T_{\min}$ 分别为输出转矩的最大值、最小值; T_{avg} 为输出平均转矩。

考虑电流总谐波畸变率、电机损耗温升控制及安全运行边界等因素,注入谐波电流的幅值限制为基波电流的 5%~40%,相位值限制在 $[0, 2\pi]$ 区间。结合本文研究对象与实际工况,MOGA 的主要参数设定如表 4 所示。

表 4 MOGA 的主要参数

Tab. 4 Main parameters of the MOGA

参数名称	参数值
初始种群数	200
每次迭代样本数	50
收敛百分比/%	2
最大迭代次数	20

2.3 注入谐波电流的实施

在采用 $i_d = 0$ 控制的 PMSM 中,注入谐波电流通过旋转坐标系实现精确控制。首先建立基频 dq 坐标系,谐波电流在旋转基频 dq 坐标系下进行建模与控制。在保证变换前后电流幅值恒定的约束条件下,三相电流变换至 dq 轴电流的规则为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流。

由式(12)、式(16)可知,注入 11 次、13 次谐波电流后基频 dq 坐标系下的电流为

$$\begin{aligned} i_d &= I_{11} \sin(12\omega t + \varphi_{11}) + I_{13} \sin(12\omega t + \varphi_{13}) \\ i_q &= i_1 + I_{11} \cos(12\omega t + \varphi_{11}) - I_{13} \cos(12\omega t + \varphi_{13}) \end{aligned} \quad (17)$$

式中: I_{11} 、 I_{13} 和 φ_{11} 、 φ_{13} 分别为 11、13 次谐波电流的幅值和相位。

谐波电流在 dq 坐标系下表现为非直流分量。因此, dq 坐标系下电流变化率方程为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_d &= 12\omega [I_{11} \cos(12\omega t + \varphi_{11}) + I_{13} \cos(12\omega t + \varphi_{13})] \\ \dot{\hat{i}}_q &= -12\omega [I_{11} \sin(12\omega t + \varphi_{11}) - I_{13} \sin(12\omega t + \varphi_{13})] \end{aligned} \quad (18)$$

根据电压平衡方程, dq 坐标系下注入 11 次、13 次谐波电流后新增的电压方程为

$$\begin{aligned} u_{dk} &= (12L_d - L_q) \omega I_{11} \cos(12\omega t + \varphi_{11}) + \\ & (12L_d + L_q) \omega I_{13} \cos(12\omega t + \varphi_{13}) + \\ & R [I_{11} \sin(12\omega t + \varphi_{11}) + I_{13} \sin(12\omega t + \varphi_{13})] \\ u_{qk} &= (L_d - 12L_q) \omega I_{11} \sin(12\omega t + \varphi_{11}) + \\ & (L_d + 12L_q) \omega I_{13} \sin(12\omega t + \varphi_{13}) - R i_1 + \\ & \omega \psi + R [I_{11} \cos(12\omega t + \varphi_{11}) - I_{13} \cos(12\omega t + \varphi_{13})] \end{aligned} \quad (19)$$

式中: u_{dk} 、 u_{qk} 分别为 d 、 q 轴的电压; R 为定子电阻; ψ 为永磁体磁链的最大值。

基于上述原理,注入谐波电流系统的控制框图如图 5 所示。

由图 5 可知,该系统基于传统 PMSM 矢量控制框架,通过位置传感器实时获取转子位置信号。三相定子电流经 Clark 变换和 Park 变换后,由低

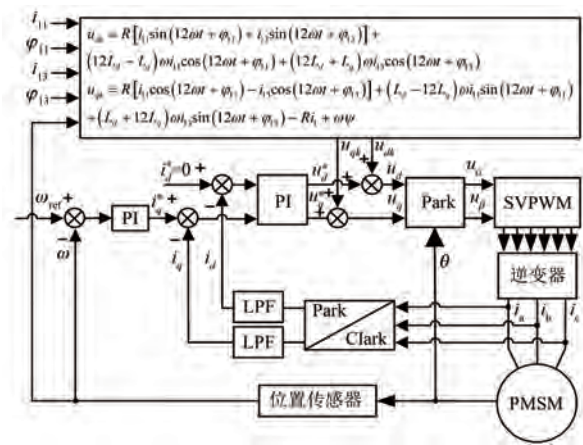


图 5 注入谐波电流系统的控制框图
Fig. 5 Control diagram of harmonic current injection system

通滤波器提取出 dq 基波分量。基波电流误差通过比例积分 (Proportional Integral, PI) 调节器生成基波电压指令。同时所需的谐波电压指令由式 (19) 计算获得, 并与基波电压叠加形成综合电压控制量。该电压信号经空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 算法处理, 生成逆变器开关信号, 驱动电机运行, 最终实现目标谐波电流的实时注入与精确控制。

3 仿真分析

3.1 谐波电流参数优化

以电机在额定工况下的径向电磁力幅值 F_r 、输出转矩脉动 T_{rp} 及输出平均转矩 T_{avg} 等关键电磁性能指标为优化目标, 选取第 11 次和第 13 次谐波电流的幅值与相位作为优化变量, 采用 MOGA 开展参数寻优。优化过程的收敛特性如图 6、图 7 所示。

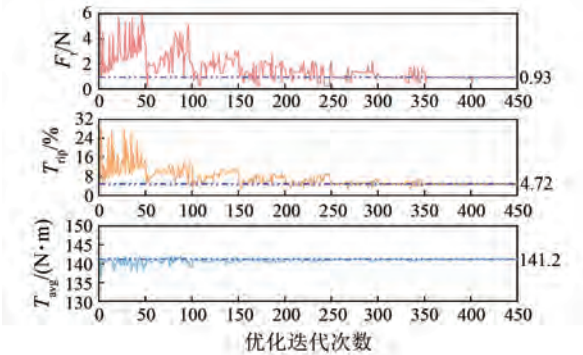


图 6 优化目标的收敛曲线
Fig. 6 Convergence curves of optimization objectives

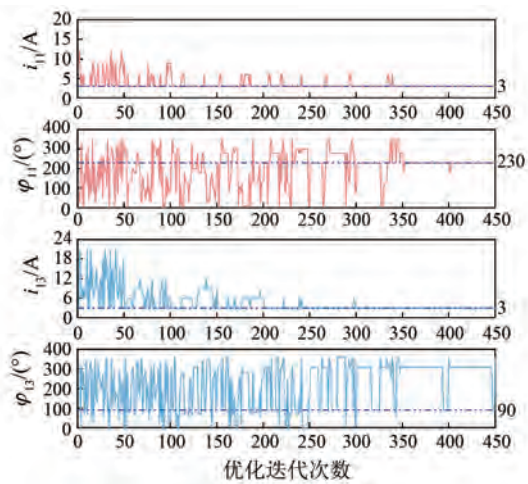


图 7 优化变量的收敛曲线
Fig. 7 Convergence curves of optimization variables

由图 6、7 可知, 在最大迭代步数范围内, 优化目标函数值逐步趋于收敛, 且最终取得较优的性能表现, 表明算法收敛性良好。

为揭示各优化变量对目标函数的影响, 基于优化过程中生成的大量样本数据, 计算变量与目标之间的相关系数, 并完成敏感性分析, 其结果如图 8 所示。

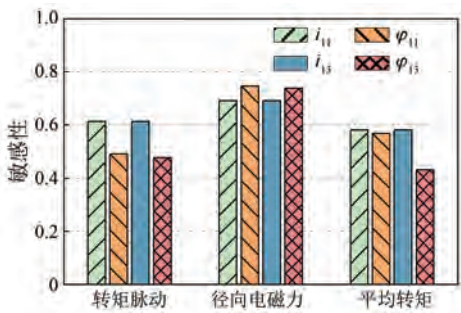


图 8 优化变量与优化目标的敏感性
Fig. 8 Sensitivity of optimization variables and optimization objectives

由图 8 可知, 第 11 次与第 13 次谐波电流的相位对径向电磁力幅值具有显著影响, 表明相位的选取准确度至关重要, 若忽略该因素, 甚至可能产生反向增振效果。相比之下, 谐波电流的幅值则是影响输出转矩脉动的主要因素。此外, 第 11 次谐波电流的幅值和相位对平均转矩也呈现出较高的灵敏度, 需在控制中权衡考虑。

采用 MOGA 获得了优化过程中各组谐波电流参数对应的可行解集与最终选定的最优解, 如图 9 所示。图中, 蓝色数据点为最优解对应的目

标值。通过将该最优目标点映射至优化变量,可得第 11 次和第 13 次谐波电流的最优参数,幅值均为 3 A,相位分别为 230° 和 90° 。

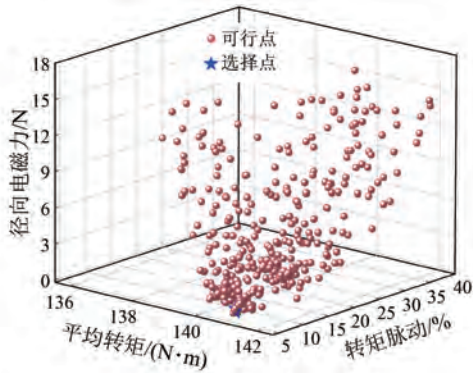


图 9 3D 帕累托图

Fig. 9 Chart of 3D Pareto

3.2 模态及振动响应分析

为验证采用优化后的谐波电流参数在抑制振动方面的有效性,本文构建了包含电磁场和结构场的多物理场仿真模型,对注入谐波电流前后电机的振动响应特性进行对比分析。

注入参数优化后的谐波电流波形如图 10 所示,注入谐波电流前后的输出转矩、径向电磁力时空阶次如图 11、12 所示。

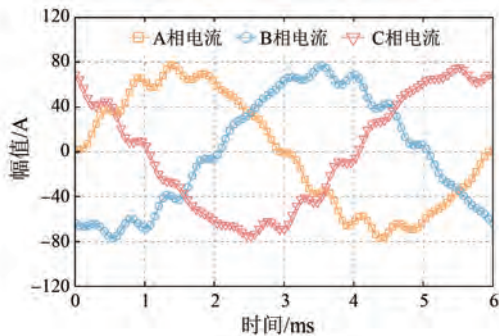


图 10 注入谐波电流的三相电流波形

Fig. 10 Three-phase current waveforms with harmonic current injection

由图 11 可知,注入谐波电流前输出平均转矩为 $141.28 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动峰峰值为 $10.36 \text{ N}\cdot\text{m}$;注入电流谐波后输出平均转矩为 $141.96 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动峰峰值下降为 $6.70 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动降低了 2.61%。图 12 与图 2 相比,注入谐波电流后 0 阶 12 倍频电磁力明显削弱,幅值降至 0.90 N ,降低 62.27%,验证了谐波注入策略在削弱振动激励源方面的可行性。

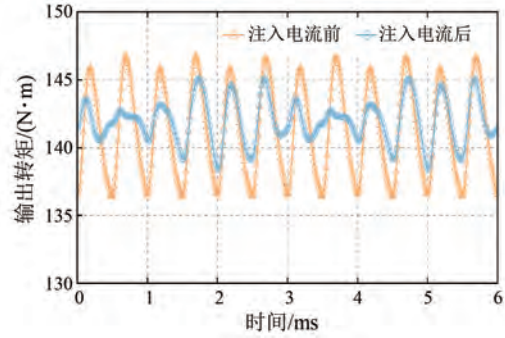


图 11 输出转矩波形

Fig. 11 Output torque waveforms

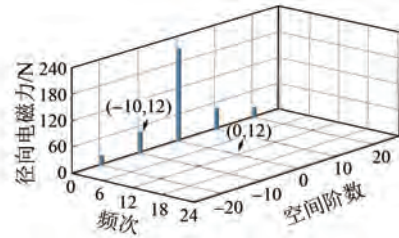


图 12 注入谐波电流后径向电磁力的时空阶次

Fig. 12 Time and spatial order of electromagnetic force with harmonic current injection

为进一步分析注入谐波电流对结构振动的直接影响,需确定定子的固有模态。模态分析表明,零阶模态频率较高,考虑低阶径向电磁力在振动响应中的主导作用,选取定子前三阶模态进行分析,其对应振型如图 13 所示。

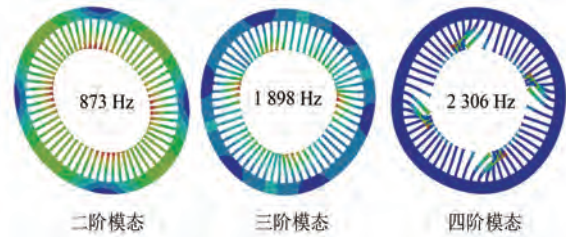


图 13 定子模态振型

Fig. 13 The modal shapes of the stator

由图 13 可知,各阶固有频率与优化的电磁力激励频率之间存在明显差异,不会发生共振。

提取电机定子注入谐波电流前后的加速度响应频谱,如图 14 所示。

由图 14 可知,未注入谐波电流时,0 阶 12 倍频对应的振动加速度达到 4.80 m/s^2 ,为振动的主导力源;而注入优化后的谐波电流后,该频次加速度幅值降至 4.19 m/s^2 ,较原始值削弱 12.75%。该结果表明本文采用优化策略获得的谐波电流参

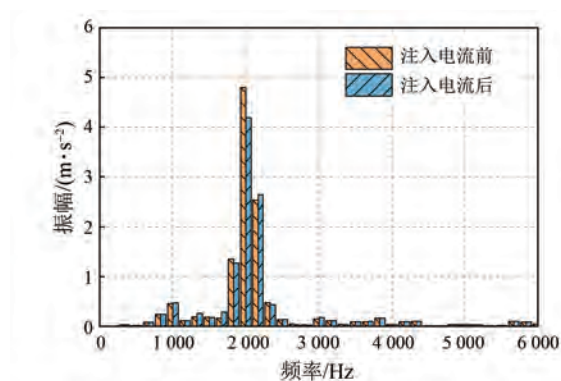


图 14 注入谐波电流前后定子振动加速度频谱

Fig. 14 Frequency spectrum of stator vibration acceleration before and after harmonic current injection

数在削弱激励源并改善电机结构振动方面具有显著效果。

4 结语

本文针对 10 极 60 槽 PMSM 额定工况运行下 0 阶 12 倍频主导径向电磁力产生的电磁振动问题,开展了电磁力谐波的成因分析,提出了基于 MOGA 优化注入谐波电流的抑振策略,验证了所提算法的有效性与可行性。研究主要结论如下。

(1)在目标电机中,主导径向电磁力的形成机制包含多重耦合作用:永磁体磁场与电枢反应磁场的非线性交互;相邻永磁体间漏磁场的相互干涉;齿槽结构对气隙磁密谐波的空间调制。这三类物理现象的协同作用,共同决定了电磁力的空间分布特性与阶次构成。

(2)本文通过 MOGA 获得的谐波电流参数具备良好匹配性,优化设计的电流谐波注入策略在维持平均转矩输出稳定的前提下,可显著抑制转矩脉动并削弱主导阶次径向电磁力,从而有效降低电机电磁振动噪声,同时提升整体电磁性能。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

刘锬和高剑进行了方案设计、内容总结与论文撰写,刘晨旭和高世诚进行了仿真优化,高剑与

刘锬参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Liu Kun and Gao Jian. Simulation optimization was performed by Liu Chenxu and Gao Shicheng. The manuscript was revised by Gao Jian and Liu Kun. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] DAI L T, NIU S X, GAO J, et al. Diverse slot-opening designs for cogging torque and performance optimization in PM machines [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11 (3): 8414-8426.
- [2] 米彦青, 袁兵, 邹成智. 电动飞机电推进用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 60-76.
MI Y Q, YUAN B, ZOU C Z. Review on sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor for electric aircraft propulsion system [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51 (1): 60-76.
- [3] 赵文良, 王笔谈, 刁成武, 等. 永磁电机电磁振动分析与削弱方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(8): 3214-3236.
ZHAO W L, WANG B T, DIAO C W, et al. Overview on analysis and suppression methods of electromagnetic vibration for permanent magnet machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45 (8): 3214-3236.
- [4] GIERAS J F, WANG C, LAI J C. Noise of Polyphase Electric Motors [M]. London: CRC Press, 2005.
- [5] ZHAO Z, TAGHAVIFAR H, DU H P, et al. In-wheel motor vibration control for distributed-driven electric vehicles: A review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2864-2880.
- [6] 左曙光, 林福, 孙庆, 等. 极槽配合和绕组层数对永磁同步电机振动的影响分析[J]. 振动与冲击, 2014, (13): 130-134.
ZUO S G, LIN F, SUN Q, et al. Vibration of permanent magnet synchronous motor with different

- slot-pole combinations and winding layers [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2014, (13): 130-134.
- [7] PELLERER P, LANFRANCHI V, FRIEDRICH G. Coupled numerical simulation between electromagnetic and structural models. Influence of the supply harmonics for synchronous machine vibrations [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(2): 983-986.
- [8] LEE S H, HONG J P, HWANG S M, et al. Optimal design for noise reduction in interior permanent-magnet motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, 45(6): 1954-1960.
- [9] 李吉程, 王爱元, 王成敏, 等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(2): 103-112.
- LI J C, WANG A Y, WANG C M, et al. Analysis of the influence of different rotor topology structures on the performance of interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(2): 103-112.
- [10] 李阳, 王天宝, 王海燕, 等. 车用永磁同步电机的电磁噪声分析与抑制[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(10): 86-94.
- LI Y, WANG T B, WANG H Y, et al. Analysis and suppression of electromagnetic noise of vehicle permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(10): 86-94.
- [11] 韩雪岩, 赵森磊, 周挺, 等. 非晶合金电机振动噪声影响因素的研究[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(14): 531-538.
- HAN X Y, ZHAO S L, ZHOU T, et al. Research on vibration and noise of a amorphous metal motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 531-538.
- [12] 武彤, 夏加宽, 朱启升. 基于轴线方向不等宽度磁极结构的表贴式永磁同步电机极频振动的削弱[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(6): 88-97.
- WU T, XIA J K, ZHU Q S. Reduction of pole frequency vibration in surface-mounted permanent magnet synchronous motors based on axially unequal width pole structure [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(6): 88-97.
- [13] 戚国阳, 刘畅, 王寅, 等. 定子齿轭部附加气隙对轮辐式永磁同步电机声学性能的影响[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(4): 389-401.
- QI G Y, LIU C, WANG Y, et al. Influence of additional air gap in stator tooth-yoke on the acoustic performance of spoke-type permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(4): 389-401.
- [14] 张冉, 王秀和, 乔东伟, 等. 基于辅助槽的永磁电机激振力波削弱方法[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(18): 103-108.
- ZHANG R, WANG X H, QIAO D W, et al. Reduction of exciting force wave for permanent magnet motors by teeth notching [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(18): 103-108.
- [15] SORESINI F, BARRI D, BALLO F, et al. Numerical modeling of PMSM noise reduction by harmonic current injection [J]. *IEEE Access*, 2025, 13: 60245-60257.
- [16] 毛彦欣, 赵文祥. 径向磁通永磁同步电机电磁振噪综述[J]. *中国电机工程学报*, 2025, 45(9): 3667-3684.
- MAO Y X, ZHAO W X. Overview of electromagnetic vibration and noise in radial-flux permanent magnet synchronous machine [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2025, 45(9): 3667-3684.
- [17] WANG B D, WANG D H, NIE J, et al. Zero-order electromagnetic vibration suppression of permanent magnet synchronous motor with harmonic currents injection [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2025, 61(2): 1-5.
- [18] XU Z H, YU G D, XU Y X, et al. Zeroth-mode vibration suppression through adjustment on phases difference of concentrated force harmonics for PMSMs [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2022, 58(8): 1-6.
- [19] 洪剑锋, 王善铭, 孙旭东, 等. 矢量控制下的车用永磁电机电磁振动特性分析[J]. *电机与控制学报*, 2021, 25(6): 1-9.
- HONG J F, WANG S M, SUN X D, et al. Analysis of electromagnetic vibration of PM motor for electric vehicle based on vector control [J]. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(6): 1-9.
- [20] 钱喆, 刘同鑫, 邓文哲, 等. 电流谐波注入的车用永磁同步驱动电机振动噪声抑制[J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(7): 115-124.
- QIAN Z, LIU T X, DENG W Z, et al. Vibration and noise suppression of permanent magnet synchronous

- drive motor with harmonic current injection [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(7): 115-124.
- [21] HARRIES M, WOERNDE M, DONCKER R W D. Low vibrations and improved NVH in permanent magnet synchronous machines due to injection of flux-linkage harmonics [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 1649-1657.
- [22] XU T, WANG J Y, JIN Z, et al. Self-adaptive-selected-harmonic strategy for radial vibration and acoustic noise attenuation of PMSM with accelerometer feedback [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2025, 61(4): 6097-6109.
- [23] KANG L, XIA J K, SU H, et al. Online control strategy for radial vibration suppression of PMSM by multiharmonic current injection method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 8692-8704.
- [24] JUNG J W, LEE S H, LEE G H, et al. Reduction design of vibration and noise in IPMSM type integrated starter and generator for HEV [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 2454-2457.
- [25] 康乐, 夏加宽, 苏航, 等. 表贴式永磁电机各次电流引起径向振动的机理分析及综合抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4638-4650.
- KANG L, XIA J K, SU H, et al. Mechanism analysis and comprehensive suppression strategy of radial vibration induced by each current of surface magnet motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4638-4650.
- [26] 魏琦, 邱威森, 率志君, 等. 考虑电流谐波的永磁同步电机电磁振动与转矩波动分析[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2025, 46(4): 727-736.
- WEI Q, QIU W S, SHUAI Z J, et al. Analysis of electromagnetic vibration and torque ripple of permanent magnet synchronous motors considering current harmonics [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2025, 46(4): 727-736.
- [27] ZHU Z Q, HOWE D, CHAN C C. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 229-238.
- [28] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 136-142.
- [29] LU Y, LI J, QU R H, et al. Electromagnetic force and vibration study on axial flux permanent magnet synchronous machines with dual three-phase windings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 115-125.
- [30] 兰华. 永磁同步电机的电磁力波与电磁振动研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- LAN H. Research on electromagnetic force waves and electromagnetic vibration of PMSMs [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.

收稿日期:2025-07-29

收到修改稿日期:2025-09-05

作者简介:

刘 锟(1998-),男,博士研究生,研究方向为永磁同步电机振动噪声分析及抑制,kunliu@hnu.edu.cn;

*通信作者:高 剑(1979-),男,博士,教授,研究方向为永磁同步电机设计及其控制,gaojian0895@hnu.edu.cn。