

基于谐波-励磁绕组协同设计的多相自励磁同步电机转矩提升方法

李艳灵^{1,2,3}, 王世伟⁴, 林晓刚², 钱日欣^{2,3}, 林丛硕^{2,3}, 解 伟^{2*}

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

2. 中国科学院福建物质结构研究所 泉州装备制造中心, 福建 泉州 362216;

3. 中国科学院大学 福建学院, 福建 福州 350108;

4. 稀土新材料技术创新中心 内蒙古北方稀土新材料技术创新有限公司, 内蒙古 包头 014030)

Torque Enhancement Method for Multi-Phase Self-Excited Synchronous Motors Based on Harmonic-Excitation Windings Co-Design

LI Yanling^{1,2,3}, WANG Shiwei⁴, LIN Xiaogang², QIAN Rixin^{2,3}, LIN Congshuo^{2,3}, XIE Wei^{2*}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362216, China;

3. Fujian College, University of Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350108, China;

4. Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Center, Inner Mongolia Northern Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Co., Ltd., Baotou 014030, China)

Abstract: [Objective] The electromagnetic torque of multi-phase self-excited synchronous motor (SESM) is generated by the interaction of the excitation magnetic field and the stator winding magnetic field, with the excitation magnetic field established by the harmonic-excitation windings. However, existing studies have not thoroughly discussed the relationship between the harmonic-excitation windings distribution structure and the excitation winding flux linkage, which limits further improvement of the electromagnetic torque. Therefore, this paper focuses on optimizing the harmonic-excitation windings distribution structure to enhance the electromagnetic torque.

[Methods] Firstly, by analyzing the excitation principle of the multi-phase SESM, the influence mechanism of harmonic-excitation windings distribution structure on excitation magnetic flux linkage was studied. Secondly, based on the influence

mechanism, an optimization strategy was proposed whereby harmonic winding with identical induced electromotive force phase were connected in series, and multiple series branches were then connected in parallel. Thirdly, the coupling mechanism of the proposed optimization strategy was analyzed, enabling decoupling between the harmonic-excitation windings and the stator winding. Finally, an finite element simulation model of the motor was built based on Ansys Maxwell to compare the traditional scheme and optimized scheme.

[Results] The simulation results showed that, at the speed of 100 r/min, the optimized scheme achieved a 74.5% increase in the excitation winding induced electromotive force, a 57.2% increase in excitation current and a 56.9% increase in electromagnetic torque compared to the traditional scheme.

[Conclusion] The optimized scheme of harmonic-excitation windings structure designed in this paper effectively improves the electromagnetic torque at zero-low speed domain and enhances the excitation effect.

Key words: self-excited synchronous motor; harmonic-excitation windings distribution structure; electromagnetic torque; decoupling

摘 要: [目的] 多相自励磁同步电机 (SESM) 的电磁转

基金项目: 国家自然科学基金 (52307072); 福建科技计划-STS 院省合作项目 (2023T3046, 2023T3015); 内蒙古北方稀土新材料技术创新中心有限公司支持项目 (CXZX-D-202402-0013)

National Natural Science Foundation of China (52307072); Fujian Science and Technology Plan-STS Institute Provincial Cooperation project (2023T3046, 2023T3015); Supported Project of Inner Mongolia Northern Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Co., Ltd. (CXZX-D-202402-0013)

矩由励磁磁场和定子绕组磁场作用产生,励磁磁场由谐波-励磁绕组建立。然而现有研究未对谐波-励磁绕组分布结构与励磁绕组磁链的关系进行充分讨论,限制了电磁转矩的进一步提升。因此,本文对谐波-励磁绕组分布结构进行优化以提升电磁转矩。【方法】首先,通过分析多相 SESM 的励磁原理,研究了谐波-励磁绕组分布结构对励磁磁链的影响机理;然后,根据影响机理,提出了一种将感应电势相位相同的谐波绕组进行串联,将多个串联支路进行并联的优化策略;其次,分析所提优化策略的耦合机理,使谐波-励磁绕组与定子绕组之间形成解耦;最后,基于 Ansys Maxwell 构建电机有限元仿真模型,将传统方案和优化方案进行对比。【结果】仿真结果表明,在 100 r/min 转速下,与传统方案相比,优化方案的励磁绕组感应电势增强了 74.5%,励磁电流提升了 57.2%,电磁转矩提升了 56.9%。【结论】本文设计的谐波-励磁绕组结构优化方案在零低速域下有效提升了电磁转矩,增强了励磁效果。

关键词: 自励磁同步电机;谐波-励磁绕组分布结构;电磁转矩;解耦

0 引言

永磁同步电机具有效率高、体积小、功率密度高和可靠性高等优点,被广泛应用于各领域^[1]。永磁电机的高性能归因于其所用的高磁能积稀土永磁体磁钢,因此存在励磁不可调、高温退磁等技术问题和稀土资源稀缺问题^[2-3]。电励磁电机无需永磁体,能解决稀土材料带来的技术及资源问题。其中谐波励磁电机因无刷、结构简单以及功率大等优点,具有十分广阔的发展前景^[4]。

谐波励磁电机由励磁电流建立励磁磁场,励磁电流通过励磁电源和谐波绕组感应电势供给励磁绕组^[5]。励磁电源体积大、使用不便,因此优化谐波-励磁绕组分布结构以提升谐波绕组感应电势是增强励磁磁场的重要方法。

传统谐波励磁结构复杂,增加了外部励磁机,且存在零低速域起动困难问题^[6]。为此,文献[7]给定子安装两套绕组,产生两个磁场,其中主磁场的作用是输出转矩,副磁场的作用是辅助主磁场用于转子励磁,定子侧两套绕组有利于增强谐波捕获能力,从而提升励磁效果,但会造成空间浪费、电机整体效率下降。为提升电机整体效率,文献[8-9]采用齿谐波励磁,谐波绕组捕获因定子开槽引起的齿谐波进行励磁,因此可通过对电机

齿槽进行特定设计来调节气隙磁导,但该方式依赖电枢绕组电流,励磁能量的强弱取决于基波分量,在空载或轻载状态下,基波电流较小,励磁电流小,导致系统无法稳定运行。为解决零低速域起动困难的问题,文献[10]以多相自励磁同步电机(Self-Excited Synchronous Motor, SESM)为研究对象,在零低速工况下同时向电枢绕组注入基波电流和高频电流,无需在定转子侧增加绕组和外部励磁机,改善了零低速域起动困难的问题,但谐波-励磁绕组分布结构和匝数不匹配会造成转子空间浪费、转子绕组与定子绕组耦合以及谐波感应电势和励磁电流不足的问题,限制了零低速励磁效果的进一步提升。

因此,为进一步提升多相 SESM 在零低速域下的励磁效果,学者们对谐波-励磁绕组分布结构进行了研究。文献[11]在 96 槽 10 极电机转子极靴处开槽,嵌入谐波-励磁绕组,利用齿谐波励磁。文献[12]给电机定转子各安装一套谐波绕组,转子 6 对谐波绕组串联连接,总谐波感应电势为每对谐波绕组感应电势的 6 倍,但该方案会导致定转子绕组形成耦合。为减少谐波绕组的安装数量并实现绕组解耦,文献[13]对 12 极 8 槽谐波励磁同步电机采用 3 次谐波,谐波绕组安装在转子处,8 组谐波绕组线圈组之间采用并联的方式与整流电路连接,但谐波绕组的感应电势仅为一个谐波绕组线圈组的感应电势。

上述文献中多相 SESM 各类绕组只安装一套谐波绕组,减小了空间浪费,实现了绕组解耦,但励磁效果仍有待提高。基于此,本文提出了一种谐波绕组两两串联的优化方案。该方案增强了多相 SESM 谐波绕组产生的感应电势,且谐波-励磁绕组与定子绕组之间形成解耦,从而增强转子侧磁链,提升零低速下的励磁效果。

1 多相 SESM 结构及原理

1.1 多相 SESM 结构

图 1 为 8 极 11 槽多相 SESM 结构示意图。该电机定转子均为凸极结构,定子上有一套电枢绕组;转子上有一套谐波绕组和一套励磁绕组,无附加绕组,谐波绕组和励磁绕组通过整流器相连,实现电机的无刷化。绕组均为分数槽集中式绕组,该类绕组能使定子磁场产生丰富的谐波,有利

于励磁,同时具备端部绕线短和有效降低齿槽转矩等优点^[14]。

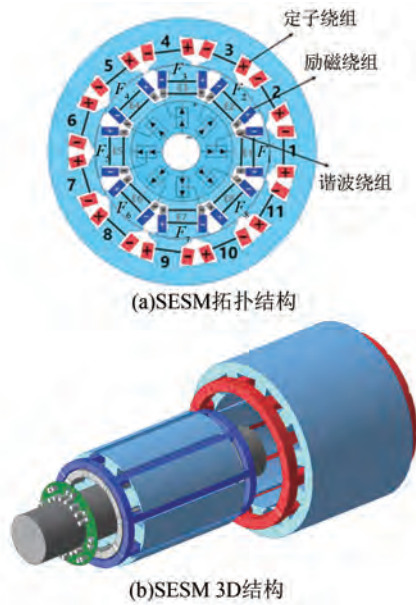


图 1 SESM 结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of SESM structure

1.2 多相 SESM 零低速励磁原理

图 2 为十一相 SESM 励磁原理图。由图 2 可知,定子侧绕组注入交流电产生旋转磁场,转子侧 8 个谐波绕组捕获气隙磁场谐波能量,通过 8 通道整流器给转子励磁绕组提供励磁电流,从而产生励磁磁场。定子侧旋转磁场与转子侧励磁磁场相互作用,使得转子与定子磁场同速旋转。

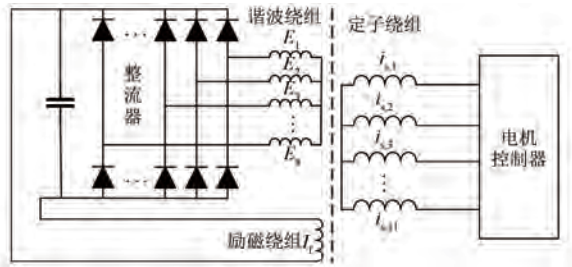


图 2 十一相 SESM 励磁原理图

Fig. 2 Eleven-phase SESM excitation principle diagram

零低速工况下,定子绕组中仅通入基波电流,由于基波电流频率低,磁动势 (Magnetic Motive Force, MMF) 谐波含量小,谐波绕组感应电势小,因此励磁电流较小,无法为电机提供转子磁场。为增强谐波 MMF,除基波电流外,在定子绕组中注入高频电流可以提升零低速励磁效果。注入高频电流时,基波电流产生旋转磁场,高频电

流的谐波电流幅值高,在谐波绕组中产生的感应电势大,能够提供足够的励磁电流来建立转子磁场。注入的第 n 相电流 $i_{s,n}$ 表达式为^[15]

$$i_{s,n} = i_{s1,n} + i_{s2,n} \quad (1)$$

$$i_{s1,n} = I_1 \cos \left[\omega_1 t - p_1(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad (2)$$

$$i_{s2,n} = I_2 \cos \left[\omega_2 t - p_2(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad (3)$$

式中: $i_{s1,n}$ 、 $i_{s2,n}$ 分别为基波电流、高频电流; n 为相位数, $n=1, 2, \dots, 11$; I_1 、 ω_1 、 p_1 和 I_2 、 ω_2 、 p_2 分别为基波电流和高频电流的幅值、角频率、相位因子; m 为电机相数。

从励磁原理图可知,转子侧励磁系统捕获能量的能力对建立转子磁场具有关键性作用。因此对谐波-励磁绕组分布结构进行优化能够实现零低速工况下转子侧励磁磁链的进一步提升。

2 谐波-励磁绕组协同设计方法

2.1 谐波绕组感应电势分析

定子绕组通入的基波电流和高频电流在气隙内产生 MMF,绕组 MMF 与电机绕组的分布、匝数、连接方式以及输入电流波形有关^[16-17]。本文所研究的定子绕组为分数槽集中式绕组,每个定子齿的线圈匝数为 N_s ,线圈之间为整距。整距线圈 MMF 的空间分布是一个矩形波^[18],当定子绕组通入正弦交流电 $i_{s,n}$ 时,一套绕组产生的 MMF 为 $F = N_s i_{s,n}$ 。定子槽数为 Q_s 的电机在气隙内任意点 θ 处的 MMF 及其傅里叶分解如图 3 所示,图中仅展示 1 次、3 次和 5 次 MMF 谐波分量。

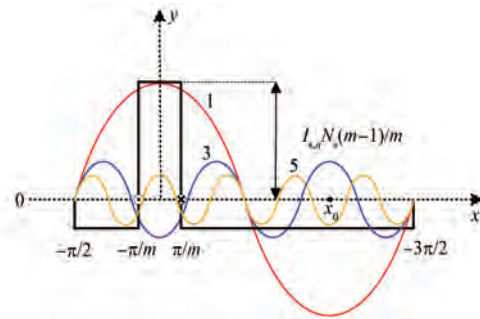


图 3 MMF 及其傅里叶分解图

Fig. 3 MMF and its Fourier decomposition diagram

给定子第一相绕组通入电流 $i_{s,1}$,则在气隙内任意点 θ 处产生的 v 次 MMF 之和为^[19]

$$F_{1v}(\theta, t) = \sum_{n=1}^{11} \left[\frac{2N_s}{\pi v} k_{wv} i_{s1,1} \cos(v\theta) + \frac{2N_s}{\pi v} k_{wv} i_{s2,1} \cos(v\theta) \right] \quad (4)$$

式中: k_{wv} 为绕组系数。

给定子绕组通入式(1)的电流时,则 n 相绕组在任意点 θ 处产生的 v 次 MMF 之和为

$$F_{nv}(\theta, t) = A_1 \sum_{n=1}^{11} \left\{ \sin \left[\omega_1 t + v\theta - (p_1 + v)(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] + \sin \left[\omega_1 t - v\theta - (p_1 - v)(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} + A_2 \sum_{n=1}^{11} \left\{ \sin \left[\omega_2 t + v\theta - (p_2 + v)(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] + \sin \left[\omega_2 t - v\theta - (p_2 - v)(n-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \quad (5)$$

式中: $A_1 = \frac{2N_s k_{wv} I_1}{\pi v}$; $A_2 = \frac{2N_s k_{wv} I_2}{\pi v}$ 。

气隙内任意点 θ 处的合成 MMF 为^[20]

$$F_v(\theta, t) = \begin{cases} m[A_1 \sin(\omega_1 t - v\theta) + A_2 \sin(\omega_2 t - v\theta)], v = km + p \\ m[A_1 \sin(\omega_1 t + v\theta) + A_2 \sin(\omega_2 t + v\theta)], v = km - p \\ 0, v \neq km \pm p \end{cases} \quad (6)$$

式中: k 为 8 个谐波绕组,取 1, 2, ..., 8。

总 MMF 为

$$F(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v(\theta, t) \quad (7)$$

图 4 为传统方案的谐波-励磁绕组电路图。绕组中产生磁链从而感应出电势,感应电势通过八相全桥不控整流电路给励磁绕组提供励磁电流。

转子谐波绕组感应的磁链 ψ_H 为

$$\begin{aligned} \psi_H(\theta, t) &= N_H \Lambda F(\theta, t) = \\ N_H \int_{(\omega_s - \omega_r)t + \theta - \frac{\pi}{8}}^{(\omega_s - \omega_r)t + \theta + \frac{\pi}{8}} \Lambda \sum_{v=1}^{\infty} F_v(\theta, t) d\theta &= \\ \frac{C}{v} \left\{ \sum_{v=nm+p}^{\infty} \sin[\omega - v(\omega_s - \omega_r)t + v\theta] + \sum_{v=nm-p}^{\infty} \sin[\omega + v(\omega_s - \omega_r)t + v\theta] \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

式中: N_H 为谐波绕组匝数; ω_s 为定子合成 MMF 角速度; ω_r 为转子机械角速度; Λ 为理想磁导;

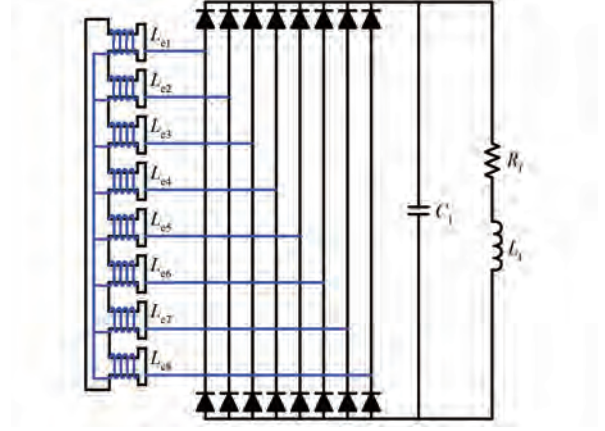


图 4 传统方案的谐波-励磁绕组电路图

Fig. 4 Harmonic-excitation windings circuit diagram of traditional scheme

$C = 2N_s k_{wv} \sin(v\pi/8) m N_H \Lambda$; ω 为定子电流角频率, p 取 p_1 时, ω 取 ω_1 , p 取 p_2 时, ω 取 ω_2 。

由谐波绕组感应定子基波电流和高频电流产生的磁链推导出谐波绕组感应电势 E_H 为

$$E_H = - \frac{\partial \psi_H(t)}{\partial t} = E_1 + E_2 = \frac{CI_1}{\pi v^2} E_{v1} + \frac{CI_2}{\pi v^2} E_{v2} \quad (9)$$

$$E_{v1} = \sum_{v=nm+p_1}^{\infty} (\omega_1 - vz) \cos \left[(\omega_1 - vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] + \sum_{v=nm-p_1}^{\infty} (\omega_1 + vz) \cos \left[(\omega_1 + vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \quad (10)$$

$$E_{v2} = \sum_{v=nm+p_2}^{\infty} (\omega_2 - vz) \cos \left[(\omega_2 - vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] + \sum_{v=nm-p_2}^{\infty} (\omega_2 + vz) \cos \left[(\omega_2 + vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \quad (11)$$

式中: $z = \omega_s - \omega_r$ 为相对切割速度; E_1 、 E_2 分别为基波电流、高频电流产生的谐波感应电势。

零低速工况下,由式(6)中 $v = km \pm p$ 可知基波电流产生的基波旋转 MMF 次数为 4 次,谐波旋转 MMF 次数为 7 次、15 次和 18 次。基波电流产生的谐波 MMF 最低次为 7 次,幅值低,将 $v = 7$ 代入式(9),由于 v^2 在分母上,所以由基波电流产生的谐波绕组感应电势 E_1 其幅值呈指数级减小,可

忽略不计,仅考虑高频电流产生的谐波 MMF。则 E_H 为

$$E_H \approx E_2 = \frac{2N_s k_{wv} \sin(v\pi/8) m N_H \Lambda I_2}{\pi v^2} \cdot \left\{ \sum_{v=nm+p_2}^{\infty} (\omega_2 - vz) \cos \left[(\omega_2 - vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] + \sum_{v=nm-p_2}^{\infty} (\omega_2 + vz) \cos \left[(\omega_2 + vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \right\} \quad (12)$$

由式(12)可知,零低速工况下谐波绕组感应电势与谐波绕组匝数成正比,但增加绕组匝数会造成转子空间不足、阻抗增加以及效率降低等问题^[21-22]。针对此问题,本文对谐波绕组进行优化设计。

2.2 谐波绕组优化设计

图 5 为优化方案的谐波-励磁绕组电路图。谐波绕组 $L_{e1} \sim L_{e4}$ 的一端连接中性点,另一端分别串联 $L_{e5} \sim L_{e8}$,整流二极管由 $L_{e5} \sim L_{e8}$ 连接。可见整流通道由传统的 8 通道优化为 4 通道,整流桥的导通损耗和开关损耗减少,整流器体积减小^[23]。

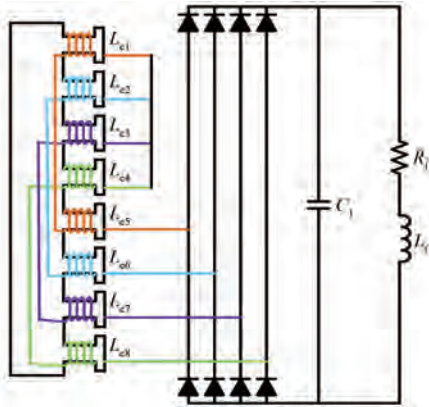


图 5 优化方案的谐波-励磁绕组电路图

Fig. 5 Harmonic-excitation windings circuit diagram of optimized scheme

谐波绕组串联的顺序与高频电流相关。仅考虑高频电流,当高频电流相位因子 p_2 取不同值时,高频电流产生的谐波次数不同,避开基波旋转 MMF 次数 4 次, p_2 取 1、2、3 和 5,不同 p_2 下的 MMF 谐波如图 6 所示。

由图 6 可以看出, p_2 取 1、2、3 和 5 时,起主导作用的谐波次数分别为 1 次、2 次、3 次和 5 次。分别将谐波次数代入式(11),当谐波次数为 2 次

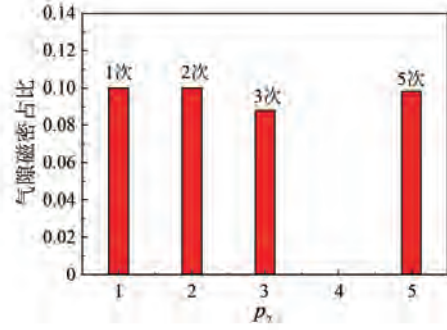


图 6 不同 p_2 下的 MMF 谐波

Fig. 6 MMF harmonics under different p_2

时,有:

$$\cos \left[(\omega_2 \pm vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \Big|_{k=1} = \cos \left[(\omega_2 \pm vz)t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \Big|_{k=5} \quad (13)$$

由式(13)可知, $v=2$ 时,谐波绕组 L_{e1} 和 L_{e5} 感应电势相位一致,因此感应电势波形一致。同理,谐波绕组 L_{e2} 和 L_{e6} 、 L_{e3} 和 L_{e7} 以及 L_{e4} 和 L_{e8} 感应电势波形一致,如图 7 所示。

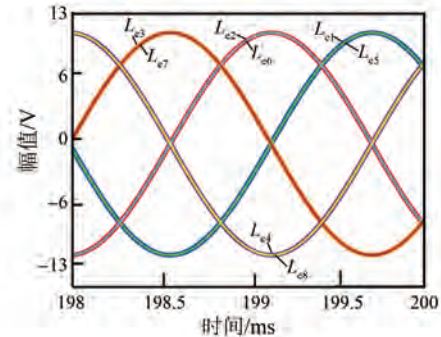


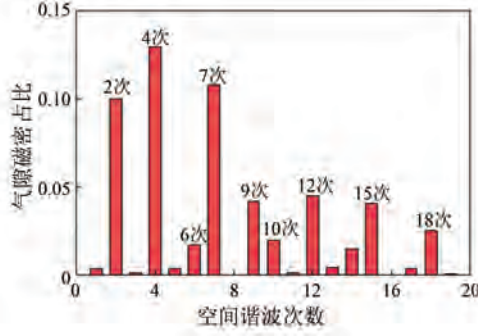
图 7 谐波绕组感应电势波形

Fig. 7 The induced electromotive force waveforms of the harmonic windings

将感应电势波形相同的谐波绕组进行串联。由式(12)可知,在未改变转子槽占用空间的情况下,谐波绕组分布结构优化后,其有效匝数从 N_H 优化为 $2N_H$,且串联的两绕组相位相同,所以优化方案的谐波绕组感应电势 N_{SH} 是传统方案的 2 倍,如式(14)所示:

$$E_{SH} = 2E_H \approx 2E_2 \quad (14)$$

$p_2=2$ 时 MMF 谐波如图 8 所示,可见气隙中还含有高次谐波。由于 7 次谐波的幅值约等于 2 次谐波的幅值,不可忽略;其余高次谐波含量较小且次数高可忽略不计。7 次谐波作用时,有:

图8 $p_2=2$ 时 MMF 谐波Fig. 8 MMF harmonics for $p_2=2$

$$\cos \left[(\omega_2 \pm v\omega) t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \Big|_{k=1} = -\cos \left[(\omega_2 \pm v\omega) t + v \left(\theta + \frac{2k\pi}{8} \right) \right] \Big|_{k=5} \quad (15)$$

由式(15)可知, $v=7$ 时, 谐波绕组 L_{e1} 和 L_{e5} 感应电势相位相反, 产生的感应电势相互抵消。同理, 谐波绕组 L_{e2} 和 L_{e6} 、 L_{e3} 和 L_{e7} 以及 L_{e4} 和 L_{e8} 感应电势相互抵消。

将 $v=2$ 和 $v=7$ 分别代入式(12), 得到优化方案的谐波绕组感应电势为

$$E_{SH} \approx 2E_2 - 4E_7 = 1.8E_H \quad (16)$$

式中: E_7 为高频电流 7 次谐波产生的谐波绕组感应电势。

2.3 谐波-励磁绕组解耦分析

谐波绕组分布结构确定后, 定子绕组、谐波绕组及励磁绕组间需形成解耦。

当转子以同步速度旋转时, 由于定子绕组的基波 MMF 磁场旋转速度与转子相同, 且其幅值固定不变, 因此不会在谐波绕组和励磁绕组中产生感应电势。

谐波绕组与励磁绕组位于同一个转子槽, 绕组的分布会导致绕组间形成耦合^[24]。为了使谐波绕组的磁场不影响励磁绕组的磁场, 励磁绕组产生的感应电势不影响谐波绕组产生的感应电势, 需要对绕组分布结构的耦合情况进行分析。转子谐波绕组分布及对应所需空间 MMF 区域^[25]如图 9 所示。其中, 1~16 为谐波绕组; $F_1 \sim F_{16}$ 为谐波绕组空间谐波 MMF。图 10 为转子空间展开图。其中, $H_1 \sim H_8$ 为谐波绕组; F 为励磁绕组; $a \sim p$ 为谐波励磁磁场空间位置点; $B_1 \sim B_{16}$ 为各位置点磁感应强度。

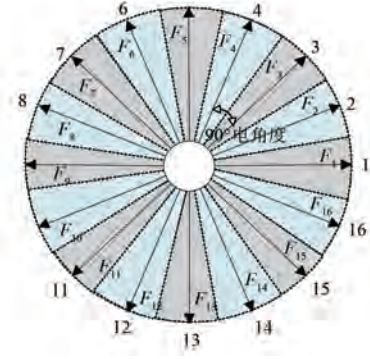


图9 谐波绕组分布及对应所需的空问 MMF 区域

Fig. 9 The distribution of the harmonic windings and the corresponding required space MMF area



图10 转子空间展开图

Fig. 10 Rotor space unfolding diagram

为了能在励磁绕组中产生感应电势, 且不会产生干扰电势, 应该满足:

$$\begin{cases} B_H = (B_a - B_b) + (B_c - B_d) \neq 0 \\ B_F = \sum_{i=1}^{16} B_{2i-1} - B_{2i} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

式中: B_H 为谐波绕组磁感应强度; B_F 为励磁绕组磁感应强度; (a, b, c, d) 分别为 $(1, 2, 9, 10)$ 、 $(3, 4, 11, 12)$ 、 $(5, 6, 13, 14)$ 和 $(7, 8, 15, 16)$ 。

励磁绕组线圈连接方式如图 11 所示。

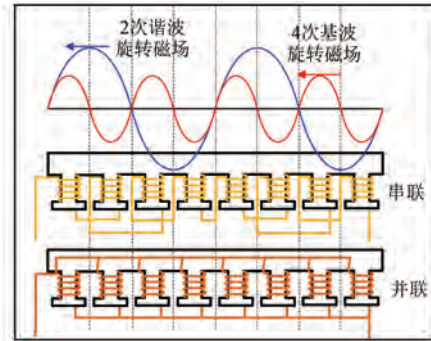


图11 励磁绕组连接图

Fig. 11 Excitation winding connection diagram

由图 11 可知, 若励磁绕组间串联连接, 在 2 次谐波旋转磁场的作用下, 相邻两个绕组间连接的两边产生的磁感应强度大小相等、方向相反, 即产生的感应电势大小相等、方向相反, 可相互抵消, 所以高频电流的主导谐波不会在励磁绕组中

产生感应电势。并且,谐波绕组与励磁绕组极距一致,谐波绕组产生的磁场大小不变,旋转角速度与励磁绕组相同,也不会励磁绕组中产生感应电势。因此,励磁绕组串联连接时谐波-励磁绕组间形成解耦。

若励磁绕组间并联连接,在 2 次谐波旋转磁场的作用下,相邻两个绕组间连接的两边产生的磁感应强度大小相等、方向相同,即产生的感应电势大小相等、方向相同,相邻两个绕组产生的感应电势相互叠加。因此,励磁绕组并联连接时谐波-励磁绕组间形成耦合。

综上,励磁绕组的连接方式选择串联。谐波绕组感应电势整流后给励磁绕组提供励磁电流,则励磁绕组中为直流电。励磁绕组产生的磁链 ψ_f 可表示为

$$\psi_f = L_f \cdot I_f \quad (18)$$

式中: L_f 、 I_f 分别为励磁绕组电感、励磁电流。

气隙磁密云图如图 12 所示。由于铁心未达到饱和^[26],电感为常量,因此磁链与励磁电流成正比。

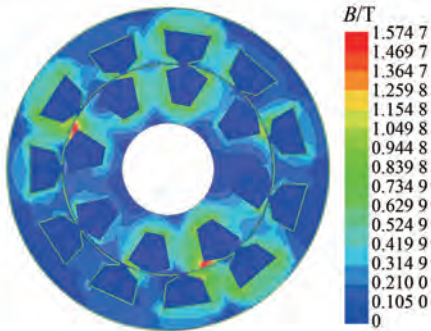


图 12 气隙磁密云图

Fig. 12 Air-gap flux density cloud diagram

3 有限元仿真分析

向定子绕组中注入幅值 $I_1 = 10$ A、频率 $f_1 = 20/3$ Hz 的基波电流和幅值 $I_2 = 6$ A、频率 $f_2 = 500$ Hz 的高频电流,给定转速 100 r/min。

$p_2 = 2$ 时,传统方案和优化方案的谐波绕组感应电势分别如图 13 和图 14 所示。

由图 13 可知, $p_2 = 2$ 时,谐波绕组 L_{e1} 和 L_{e5} 、 L_{e2} 和 L_{e6} 、 L_{e3} 和 L_{e7} 以及 L_{e4} 和 L_{e8} 感应电势波形一致,与理论推导结果相符。由图 14 可知,优化方案的谐波绕组由 8 支路变为 4 支路,波形更为

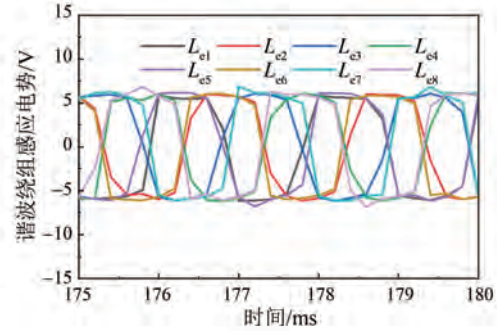


图 13 $p_2 = 2$ 时传统方案谐波绕组感应电势

Fig. 13 Harmonic winding induced electromotive force of traditional scheme when $p_2 = 2$

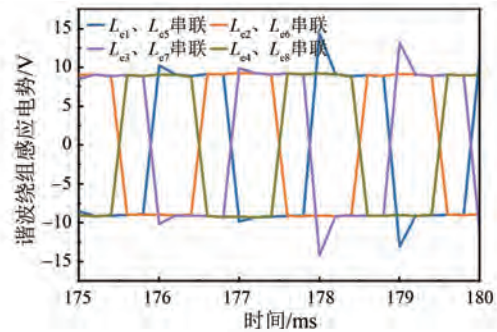


图 14 $p_2 = 2$ 时优化方案谐波绕组感应电势

Fig. 14 Harmonic winding induced electromotive force of optimized scheme when $p_2 = 2$

平滑,感应电势峰值均值为 11.454 V,较传统方案的 6.713 V 提升了 70.62%。

传统方案与优化方案的谐波绕组感应电势对比如图 15 所示,励磁电流对比如图 16 所示,电磁转矩对比如图 17 所示。优化方案的励磁绕组感应电势如图 18 所示。

由图 15 可知,优化方案的谐波绕组感应电势

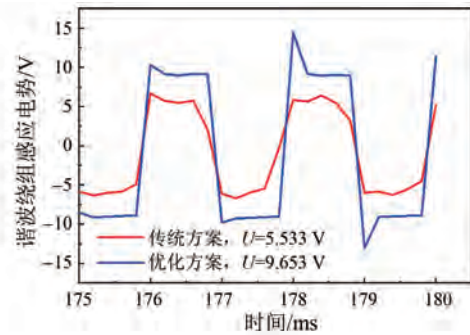


图 15 谐波绕组感应电势对比

Fig. 15 Comparison of harmonic winding induced electromotive force

有效值为 9.653 V,较传统方案的 5.533 V 提升了 74.5%。与式(18)理论推导的 1.8 倍有较小误差,这是因为电机中还存在除 7 次以外的奇次谐波,在串联的两个谐波绕组中感应电势相互抵消。

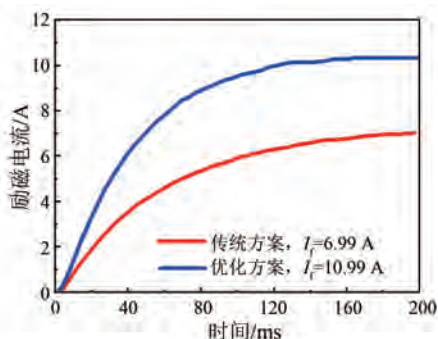


图 16 励磁电流对比

Fig. 16 Comparison of excitation current

由图 16 可知,优化方案的励磁电流较传统方案增加了 4 A,提升了 57.2%,表明励磁绕组磁链提升了 57.2%,转子侧磁场增强。

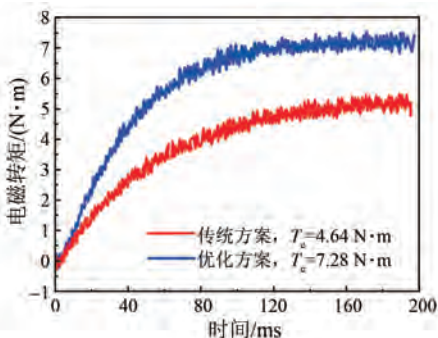


图 17 电磁转矩对比

Fig. 17 Comparison of electromagnetic torque

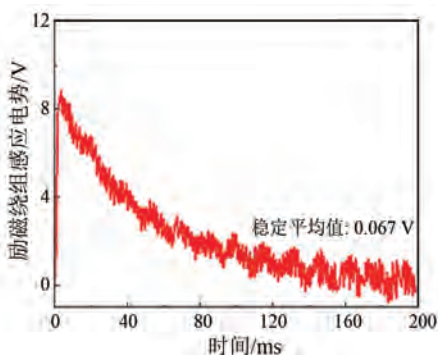


图 18 优化方案励磁绕组感应电势

Fig. 18 Excitation winding induced electromotive force of the optimized scheme

由图 17 可知,优化方案的电磁转矩较传统方案增加了 2.64 N·m,提升了 56.9%,电机输出性能

得到提升。由图 18 可知,优化方案的励磁绕组感应电势约为 0 V,励磁绕组与定子绕组、谐波绕组间形成解耦。

综上,经优化设计的谐波-励磁绕组分布结构实现了零低速下励磁效果的进一步提升。

4 结语

为进一步优化多相 SESM 在零低速域下的励磁效果,本文对多相 SESM 的谐波-励磁绕组进行优化设计。首先,对 SESM 拓扑结构和励磁原理进行了介绍。其次,基于谐波-励磁绕组间解耦分析,对谐波-励磁绕组分布结构进行了优化设计,以提升励磁电流从而提升励磁绕组磁链,达到提升零低速励磁效果的目的。最后,基于 Ansys Maxwell 软件平台搭建电机仿真模型,将传统方案和优化方案进行对比分析。结果表明,在 100 r/min 转速下,与传统方案相比,优化方案的感应电势增强了 74.5%,励磁电流提升了 57.2%,电磁转矩提升了 56.9%。

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

李艳灵进行了方案设计、内容总结与论文撰写,李艳灵、钱日欣和林丛硕进行了仿真试验,王世伟、林晓刚和解伟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 Li Yanling. The simulation experiment was conducted by Li Yanling, Qian Rixin and Lin Congshuo. The manuscript was reviewed and revised by Wang Shiwei, Lin Xiaogang and Xie Wei. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 栾晓健. 新能源汽车空调压缩机配套永磁同步电机的设计与优化[D]. 日照: 曲阜师范大学, 2024.

- Yi X J. Design and optimization of a permanent magnet synchronous motor for new energy vehicle air conditioning compressors [D]. Rizhao: Qufu Normal University, 2024.
- [2] 稀土管理条例 [Z]. 中华人民共和国国务院公报, 2024.
- Regulations on the management of rare earths [Z]. State Council Gazette of the People's Republic of China, 2024.
- [3] 徐洁. 论总体国家安全观在稀土保护法制中的实现 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
- Xu J. The realization of overall national security concept in the legal system of rare earth protection [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2023.
- [4] 傅云芳, 杨奕凌, 黄允凯, 等. 浅谈无线励磁同步电机及其研究发展[J]. 微电机, 2024, 57(6): 62-68.
- Fu Y F, Yang Y L, Huang Y K, et al. Wireless excitation synchronous motor and its research and development review [J]. Micromotors, 2024, 57(6): 62-68.
- [5] 李绪镇. 三次谐波励磁同步电动机矢量控制技术研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2023.
- Li X Z. Research on vector control technology of third harmonic excited synchronous motor [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2023.
- [6] Jiji K S, Jayadas N H, Babu C A. FEM-based virtual prototyping and design of third harmonic excitation system for low-voltage salient-pole synchronous generators [J]. IEEE Transactions on Industry on Applications, 2014, 50(3): 1829-1834.
- [7] Zhu S S, Liu C, Wang K, et al. Magnetic field distribution and operating characteristics of a hybrid excitation generator based on integrated brushless excitation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(3): 75-81.
- [8] 钟世桦, 朱智超. 齿谐波励磁的混合励磁发电机带整流负载的定子铁耗计算[J]. 水电能源科学, 2020, 38(11): 160-163.
- Zhong S H, Zhu Z C. Stator iron loss calculation of hybrid excitation generator utilizing stator iron loss calculation of hybrid excitation generator utilizing [J]. Water Resources and Power, 2020, 38(11): 160-163.
- [9] 姚飞, 安群涛, 孙立志, 等. 电枢磁场对零序谐波磁场励磁电流的影响机理分析与抑制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(19): 5867-5875.
- Yao F, An Q T, Sun L Z, et al. Mechanism analysis and suppression of the influence of armature fields on the field current excited with the zero-sequence harmonic magnetic field [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(19): 5867-5875.
- [10] Dajaku G, Gerling D. Self-excited synchronous machine with high torque capability at zero speed [C]//2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Amalfi, 2018.
- [11] Lin C J, Pathmanathan M, Bertoldi F, et al. Self-excited synchronous machine using airgap harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6584-6594.
- [12] Yao F, An Q T, Sun L Z, et al. Performance investigation of a brushless synchronous machine with additional harmonic field windings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6756-6766.
- [13] Aoyama M, Noguchi T. Permanent-magnet-free-synchronous motor with self-excited wound-field technique utilizing space harmonics [C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Tampa, 2017.
- [14] 匡建雨, 骆皓, 孙春阳, 等. 分数槽集中绕组极对数谐波抑制方案对比研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 110-122.
- Kuang J Y, Luo H, Sun C Y, et al. Comparison study on pole pair harmonic suppression schemes in fractional slot concentrated windings [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(11): 110-122.
- [15] 杨鑫, 林晓刚, 赵宇纬, 等. 多相自励磁同步电机稳态下高频励磁建模与分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(5): 46-52+60.
- Yang X, Lin X G, Zhao Y W, et al. Modeling and analysis of high-frequency excitation in steady state of multi-phase self-excited synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(5): 46-52+60.
- [16] 胡锦辉. 混合励磁发电机谐波绕组特性及励磁功率影响因素研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2024.
- Hu J H. Study on harmonic winding characteristics and influencing factors of excitation power in hybrid

- excitation generators [D]. Nanchang: Nanchang University, 2024.
- [17] Khan M F, Khan M R. Modeling and analysis of a six-phase self excited induction generator feeding induction motors [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 746-754.
- [18] 陈会崇, 宋承林. 分数槽集中绕组定子磁动势的分解[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 62-66.
Chen H C, Song C L. Decomposition of stator magnetomotive force in fractional-slot concentrated-winding machines [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 62-66.
- [19] 李昱东. 自励磁同步电机谐波电流对电磁噪声影响分析[D]. 厦门: 厦门理工学院, 2023.
Li Y D. Analysis of the influence of harmonic current on electromagnetic noise in self-excited synchronous motors [D]. Xiamen: Xiamen University of Technology, 2023.
- [20] 姜国豪, 陈伟, 郑涛, 等. 多相自励磁同步电机零低速域高频电流相位优化策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 64-75.
Jiang G H, Chen W, Zheng T, et al. Phase optimization strategy for high-frequency current in zero-low speed domain of multiphase self-excited synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 64-75.
- [21] 刘细平, 王荣清, 卢瑞攀, 等. 基于结构优化的分数槽集中绕组永磁电机谐波抑制方法综述[J]. 电气工程学报, 2025, 20(6): 166-183.
Liu X P, Wang R Q, Lu R P, et al. Review of harmonic suppression methods for fractional-slot concentrated-winding permanent magnet motors based on structural optimization [J]. Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(6): 166-183.
- [22] 王子刚, 骆皓, 吉薇, 等. 分数槽集中绕组双转子异步电机谐波抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 669-679.
Wang Z G, Luo H, Ji W, et al. Fractional slot concentrated winding double rotor asynchronous motor harmonic suppression method [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 669-679.
- [23] 王景芳, 赵晨, 姚绪梁, 等. 一种基于改进双二极管脉波倍增电路的串联型 24 脉波整流器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4878-4891.
Wang J F, Zhao C, Yao X L, et al. A series-connected 24-pulse rectifier based on an improved double-diode pulse multiplication circuit [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4878-4891.
- [24] 吉薇, 骆皓, 王子刚, 等. 双极对数耦合的双转子同步电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(3): 328-340.
Ji W, Luo H, Wang Z G, et al. Torque ripple suppression in a dual-rotor synchronous motor with dual pole-pair coupling [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 328-340.
- [25] 孙立志, 高小龙, 姚飞, 等. 基于开放绕组的新颖无刷谐波励磁同步发电机[J]. 电工技术学报, 2015, 30(18): 96-103.
Sun L Z, Gao X L, Yao F, et al. A new type of harmonic-current-excited brushless synchronous machine with open windings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(18): 96-103.
- [26] 鲍晓华, 刘婕, 关博凯, 等. 考虑磁饱和的潜水感应电机励磁电感的解析计算[J]. 电工技术学报, 2025, 40(8): 2405-2417.
Bao X H, Liu J, Guan B K, et al. Analytical calculation of magnetizing inductance for submersible induction motors considering magnetic saturation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(8): 2405-2417.

收稿日期:2025-09-27

收到修改稿日期:2025-11-10

作者简介:

李艳灵(1998—),女,硕士研究生,研究方向为电机本体设计,nanchanglyl@163.com;

*通信作者:解伟(1982—),男,博士,研究员,研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等 wei.xie@fjirsm.ac.cn。