

双极对数耦合的双转子同步电机转矩脉动抑制

吉薇¹, 骆皓^{1,2*}, 王子刚¹, 孙春阳¹, 高阳¹

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167;

2. 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心, 江苏 南京 211167)

Torque Pulsation Suppression in Dual-Rotor Synchronous Motors with Dual-Pole-Pair Coupling

Ji Wei¹, Luo Hao^{1,2*}, Wang Zigang¹, Sun Chunyang¹, Gao Yang¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 2111673, China;

2. Jiangsu Collaborative Innovation Center of Smart Distribution Network, Nanjing 211167, China)

Abstract: [Objective] This paper aims to address the issue of high content of non-dominant harmonics and significant torque pulsation in fractional slot concentrated winding (FSCW) dual-rotor synchronous motors. A compensation winding is proposed to optimize the magnetic field structure of dual-pole-pair coupling, suppress non-dominant pole-order harmonics, and increase the content of dominant harmonics, thereby reducing torque pulsation caused by non-uniform magnetic fields. [Methods] Firstly, the fundamental theory of FSCW was analyzed, and the structural characteristics and coupling principles of dual-rotor synchronous motors were introduced. The algebraic and phasor synthesis methods were employed to analyze the distribution patterns of harmonic magnetomotive force in FSCW under different slot-pole combinations, and the distribution coefficients were derived. Subsequently, based on the distribution of dominant and high-content non-dominant pole-order harmonics, as well as the peak and valley characteristics of the synthesized magnetomotive force, a direct compensation method for specific harmonics was designed. The virtual displacement method was used to derive the expression for electromagnetic torque. Finally, finite element simulation and theoretical calculations using the virtual displacement method were conducted to analyze the changes in air-gap flux density and torque pulsation before and after harmonic compensation.

基金项目: 中国博士后科学基金面上项目(2017M621086); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金项目资助(XTCX202405)

General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086); Project supported by Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405)

[Results] The finite element simulation results showed high consistency with the theoretical calculations using the virtual displacement method, verifying the accuracy of the method for torque calculation. The electromagnetic torque waveform exhibited better sinusoidal characteristics after adding the compensation winding, and the torque pulsation of both rotors was significantly reduced. Specifically, after adding 1-pole compensation windings, the torque pulsation of Rotor 1 and Rotor 2 decreased by 30.11% and 41.1%, respectively.

[Conclusion] The proposed method can effectively suppress the high-content non-dominant harmonics, optimize the torque waveform, and reduce the torque pulsation, thereby enhancing the operational efficiency of the motor.

Key words: fractional slot concentrated winding; dual-rotor synchronous motor; distribution coefficient; harmonic suppression; torque pulsation

摘要: [目的] 本文针对分数槽集中绕组(FSCW)双转子同步电机的非主导极次谐波含量高、转矩脉动较大的问题,提出了通过原绕组上设置补偿绕组来优化双极对数耦合的磁场结构,抑制非主导极次谐波,增大主导极次谐波的含量,从而降低由磁场不均匀引起的转矩脉动。[方法] 本文首先分析了FSCW的基本理论,介绍了双转子同步电机的结构特点及其耦合原理,采用代数法和相量合成法分析了不同槽极配合下的FSCW谐波磁动势的分布规律,并推导了分布系数。然后,根据主导极次谐波和含量较高的非主导极次谐波的分布情况、合成磁动势的峰谷规律设计了特定次谐波的直接补偿方法,并利用虚位移法推导了电磁转矩表达式。最后,通过有限元仿真和虚位移法理论计算对谐波补偿前后的气隙磁密、转矩脉动变化进行分析。[结果] 有限元仿真结果和虚位移法理论计算结果吻合度较高,表明虚位移法用于转矩计

算具有较高的正确性;添加补偿绕组后的电磁转矩波形的正弦度更好,两个转子的转矩脉动明显降低,添加 1 对极补偿绕组后,1 号转子和 2 号转子的转矩脉动分别减小了 30.11% 和 41.1%。【结论】本文方法可以有效抑制含量较高的非主导极次谐波,优化转矩波形,降低转矩脉动,从而提高电机的工作效率。

关键词: 分数槽集中绕组; 双转子同步电机; 分布系数; 谐波抑制; 转矩脉动

0 引言

电机的转矩脉动往往与谐波息息相关。虽然主导极次谐波对转矩脉动的影响较大,但非主导极次谐波的累积效应也不容忽视。分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)电机主要依靠谐波工作,由于存在非主导极次谐波磁场,气隙磁场不再是理想的正弦分布。非主导极次谐波磁场与转子磁场相互作用会产生额外的转矩分量,由于谐波磁场的频率各不相同,其产生的转矩分量在时间上是波动的,从而导致转矩脉动。

本文采用的双转子同步电机的两个转子磁场叠加作用,可以产生更大的电磁转矩,且转矩输出相对平滑,转矩脉动更小。较常见双转子电机而言,两个转子均与定子磁场直接耦合,对两个转子的磁场进行单独控制,采用双极对数耦合,实现更灵活地调速。通过优化的磁场设计和转子结构,减小了电机内部的损耗,能够输出更多的有功功率,节省能源,降低运行成本。通过抑制非主导极次谐波磁场,能够使气隙磁场更接近理想的正弦分布,减少额外转矩分量的产生,进而抑制转矩脉动。

1 FSCW 理论分析

1.1 FSCW 双转子同步电机的基本结构

本文提出的基于双极对数耦合的双转子同步电机的基本结构如图 1 所示。定、转子都采用 FSCW 设计,定子铁心采用无轭设计,实现定子与双转子的电磁耦合效果,其有限元仿真磁密云图如图 2 所示,耦合原理如图 3 所示。其中, E_{r1} 、 E_{r2} 和 E_s 分别为 1 号转子、2 号转子和定子漏磁的感应电动势; I_{r1} 、 I_{r2} 和 I_s 分别为 1 号转子、2 号转子和定子漏磁的励磁电流; F_{r1} 、 F_{r2} 和 F_s 分别为 1 号

转子、2 号转子和定子漏磁的磁动势; p_1 、 p_2 分别为 1 号、2 号转子的主导极对数; p_1 和 p_2 为定子的主导极对数,定、转子直接耦合^[1]。

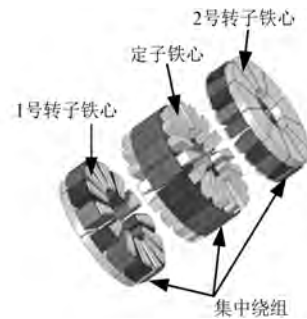


图 1 双极对数耦合的 FSCW 双转子同步电机拓扑
Fig. 1 Topology of FSCW dual-rotor synchronous motor with dual-pole-pair coupling

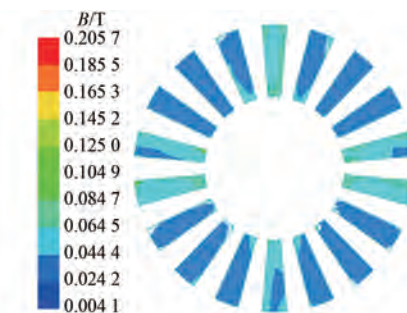


图 2 双极对数耦合的 FSCW 双转子同步电机有限元仿真磁密云图

Fig. 2 Finite element simulation flux density cloud diagram for FSCW dual-rotor synchronous motor with dual-pole-pair coupling

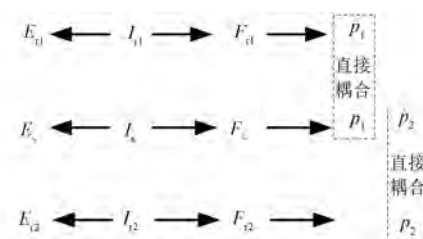


图 3 双极对数耦合的 FSCW 双转子同步电机定、转子电磁耦合原理

Fig. 3 Principle of electromagnetic coupling between stator and rotor in FSCW dual-rotor synchronous motor with dual-pole-pair coupling

1.2 FSCW 谐波磁动势

设该电机磁路线性,忽略齿槽效应和定子磁路的磁压降。磁动势在空间的分布是一个脉振的矩形波,将脉振磁动势 F_c 进行傅里叶分

解,可得:

$$F_c(\theta) = \cos(\omega t) \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\nu\theta) \quad (1)$$

式中: ω 为激励源的电角频率; ν 为谐波次数; θ 为转子偏转的电角度; $F_{m\nu}$ 为定转子单个齿中线位置的谐波磁动势幅值,其表达式为

$$F_{m\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\nu} \frac{N_c I_c}{\pi} \sin\left(\nu \frac{\pi}{Q}\right) \quad (2)$$

式中: N_c 为绕组匝数; I_c 为激励电流的有效值; Q 为总槽数。

定义 $k_{Q,p\nu}$ 为 Q 槽 p 对极FSCW ν 次谐波合成磁动势所对应的分布系数。A相绕组产生的 ν 次谐波合成磁动势幅值可进一步推导为^[1]

$$F_{A,m\nu}(t, \theta) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} N_c i_c \frac{Q}{m} \frac{1}{\nu} k_{y\nu} \times k_{Q,p\nu} \cos(\omega t) \cos(\nu\theta) \quad (3)$$

式中: $k_{y\nu} = \sin(\nu\pi/Q)$ 为短距系数; m 为电机相数。

给定逆时针为正方向,对FSCW进行排布,对三相绕组通入对称的三相交流电,可得三相绕组合成磁动势为^[2-4]

$$\begin{aligned} F_{ABC} &= \frac{1}{2} k_{Q,p\nu} F_{m\nu} [\cos(\omega t - \theta) + \cos(\omega t + \theta)] + \\ &\frac{1}{2} k_{Q,p\nu} F_{m\nu} \left[\cos(\omega t - \theta) + \cos\left(\omega t + \theta - \frac{4}{3}\pi\right) \right] + \\ &\frac{1}{2} k_{Q,p\nu} F_{m\nu} \left[\cos(\omega t - \theta) + \cos\left(\omega t + \theta - \frac{8}{3}\pi\right) \right] = \\ &\frac{3}{2} \frac{Q}{m} k_{Q,p\nu} F_{m\nu} \cdot k_{Fm} \cos\left\{ \frac{\nu}{p} [\omega t + (-1)^x \theta] \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $k_{Fm} = \frac{3}{2}x - \frac{1}{2}x^2$; $\nu = 3y + x, y \neq 0$ 。

由式(4)可以看出,FSCW槽数为奇数时,不存在3的倍数次谐波;FSCW槽数为偶数时,不存在3的倍数次谐波和偶数次谐波。

1.3 FSCW分布系数推导

为便于分析FSCW各次谐波特点,本节结合相关文献从代数法和相量合成法两个角度切入,简单推导分布系数。

对于 Q 槽 p 对极FSCW,相邻两个齿上的绕组在对应的各齿中线上的磁动势之间的机械角度差为 $2\pi/Q$,电角度差为 $2\pi p/Q$ 。按照指定的正方向数齿号,若定义A+相带的第一个齿的编号为

n_{A+1} ,则上述第一个齿与正方向上相邻的齿之间的齿号差为 n_p ,如式(6)所示:

$$n_p \frac{2p\pi}{Q} - 2\pi k_{np} = \frac{2\pi}{Q} \quad (6)$$

式中: k_{np} 为使 $0 \leq n_p \leq Q$ 成立的任意正整数,且满足 $0 \leq k_{np} \leq n_p$ 。

对于槽极配合满足 $Q = 2p \pm 1$ 的奇数槽FSCW,谐波合成磁动势轴线位于齿中线上,则电角度差 $\theta_{p,\nu}^{(1)}$ 为

$$\theta_{p,\nu}^{(1)} = n_p \frac{2\pi\nu}{Q} \quad (7)$$

将电角度差折算到机械角度 $[0, 2\pi]$ 上,可得对应的机械角度差 $\alpha_{p,\nu}^{(1)}$ 为^[5-7]

$$\alpha_{p,\nu}^{(1)} = n_p \frac{2\pi\nu}{Q} - 2k_c \pi \quad (8)$$

式中: k_c 为使 $\alpha_{p,\nu}^{(1)}$ 在 $[0, 2\pi]$ 内的任意非负整数。

1.3.1 代数法

定义 q 为每相绕组所占的齿槽数,且 $q = Q/m$ 。以9槽为例,奇数槽的代数法谐波合成磁动势相量图如图4所示。

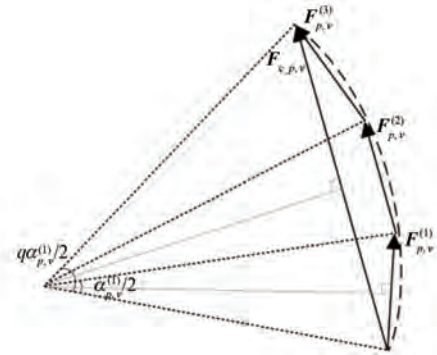


图4 奇数槽的代数法谐波合成磁动势相量图

Fig. 4 Phasor diagram of synthesized magnetomotive force harmonics using algebraic method for odd-slot configurations

奇数槽分布系数的表达式为

$$k_{qv} = \frac{F_{c,p,\nu}}{qF_{p,\nu}^{(1)}} = \frac{\sin\left(q \frac{\alpha_{p,\nu}}{4}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha_{p,\nu}}{4}\right)} \quad (9)$$

对于偶数槽FSCW,槽极配合满足 $Q = 2p \pm 2$ 和 $Q = 2p \pm 4$ 时,谐波合成磁动势的轴线位于两个齿中线之间。同理可得,偶数槽分布系数的表达式为

$$k_{qv} = \left| \frac{\mathbf{F}_{c.p.v}}{q\mathbf{F}_{p.v}^{(1)}} \right| = \left| \frac{2\sin\left(q\frac{\alpha_{p.v}}{4}\right)}{q\sin\left(\frac{\alpha_{p.v}}{2}\right)} \right| \quad (10)$$

代数法没有考虑相位角对结果的影响, 无法得出谐波合成磁动势在轴线处的波峰波谷情况。

1.3.2 相量合成法

FSCW 某一相的各个齿上绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量是关于相绕组 ν 次谐波合成磁动势相量对应的位置轴对称的。对于三相单元电机, 某相带对应的正方向上第一个齿中线对应的角度为 0° , 则该相绕组轴线位置 $\theta_{m, \text{Axis}}$ 对应的机械角度 θ_{zore} 。相量合成法的谐波合成磁动势相量图如图 5 所示。

对于奇数槽 FSCW, 当槽极配合满足 $Q=2p\pm 1$ 时, 轴线位于第 $(Q+3m)/4m$ 个齿中线处, 规定该相带的第一个齿的齿号为 $n_{A+, c1}$, 轴线位置绕组的齿号为 $n_{A+, c1} + (Q-m)n_p/4m - kQ$ 。以 15 槽为例, 合成磁动势相量图如图 5(a) 所示, 奇数槽相绕组

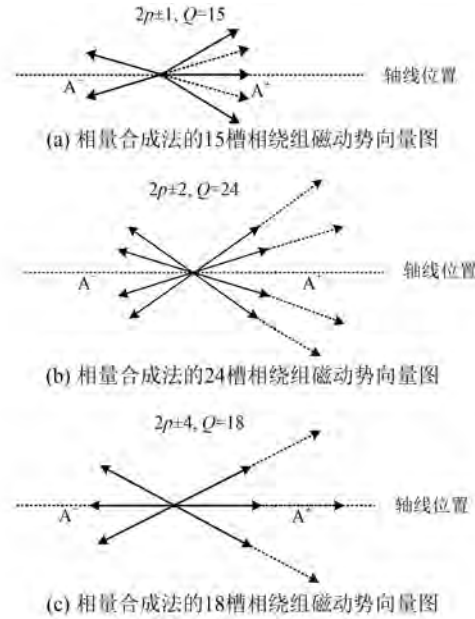


图 5 相量合成法的谐波合成磁动势相量图

Fig. 5 Phasor diagram of synthesized magnetomotive force harmonics using phasor synthesis method

ν 次谐波合成磁动势可以表示为

$$F_{m\nu} \angle \theta_{\text{zore}} = F_{m\nu} \angle \theta_{\text{zore}} + \left\{ \begin{aligned} &\angle [\theta_{\text{zore}} + 1 \times \alpha_{p,\nu}^{(1)}] + \dots + \angle \left[\theta_{\text{zore}} + \frac{Q+m}{2m} - 1 \times \alpha_{p,\nu}^{(1)} \right] + \angle [\theta_{\text{zore}} - 1 \times \alpha_{p,\nu}^{(1)}] + \dots + \\ &\angle \left[\theta_{\text{zore}} - \frac{Q+m}{2m} - 1 \times \alpha_{p,\nu}^{(1)} \right] + \angle \left(\theta_{\text{zore}} + \pi + \frac{1}{2} \frac{2\pi}{Q} \right) + \dots + \\ &\angle \left[\theta_{\text{zore}} + \pi + \frac{1}{2} \frac{2\pi}{Q} + \left(\frac{Q-m}{2m} - 1 \right) \times \alpha_{p,\nu}^{(1)} \right] + \angle \left(\theta_{\text{zore}} + \pi - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{Q} \right) + \dots + \\ &\angle \left[\theta_{\text{zore}} + \pi - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{Q} + \left(\frac{Q-m}{2m} - 1 \right) \times \alpha_{p,\nu}^{(1)} \right] \end{aligned} \right\} = F_{m\nu} \angle \theta_{\text{zore}} + F_{m\nu} \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q-1}{m})} \left\{ 1 \angle \left[\theta_{\text{zore}} + i \frac{\alpha_{p,\nu}^{(1)}}{2} \right] + 1 \angle \left[\theta_{\text{zore}} - i \frac{\alpha_{p,\nu}^{(1)}}{2} \right] \right\} \quad (11)$$

式中: $(Q+m)/2m$ 为 A 相正相带所占的齿数; $(Q-m)/2m$ 为 A 相负相带所占的齿数。

由分布系数的定义, 可得:

$$k_{qv} \angle \theta_{\text{zore}} = \frac{F_{m\nu} \angle \theta_{\text{zore}}}{(Q/m)F_{m\nu}} = \frac{m}{Q} \angle \theta_{\text{zore}} + \frac{m}{Q} \angle \theta_{\text{zore}} \cdot \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q-1}{m})} \cos \left[i \frac{\alpha_{p,\nu}^{(1)}}{2} \right] \quad (12)$$

对于偶数槽 FSCW, 且槽极配合满足 $Q=2p\pm 2$ 时, 轴线位于第 $Q/4m$ 个和第 $Q/4m+1$ 个齿中线的中间位置。规定该相带的第一个齿的齿号为 $n_{A+, c1}$, 此时的轴线位置位于第 $n_{A+, c1} + Qn_p/4m - kQ$ 个齿和第 $n_{A+, c1} + (Q/4m+1)n_p - kQ$ 个齿之间。以 24 槽为例, 如图 5(b) 所示, 直接将正负相带相量合成, 如式 (13) 所示:

$$F_{mc.p.v} \angle \theta_{zore} = \left\{ \begin{aligned} & F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \left(\frac{1}{2} + 0 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \\ & F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} - \left(\frac{1}{2} + 0 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] \end{aligned} \right\} - \left\{ \begin{aligned} & F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \pi + \left(\frac{1}{2} + 0 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \pi + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \\ & F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \pi + \left(\frac{1}{2} + 0 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \pi - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

轴线位置和紧邻齿中线上的磁动势相量之间夹角为 $\alpha_{p.v}^{(2)}/2$, 整理后可得:

$$F_{mc.p.v} \angle \theta_{zore} = 2F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \frac{1}{2} \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + 2F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + 2F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} - \frac{1}{2} \alpha_{p.v}^{(2)} \right] + \cdots + 2F_{mv} \angle \left[\theta_{zore} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p.v}^{(2)} \right] \quad (14)$$

由分布系数的定义, 可得:

$$k_{qv} \angle \theta_{zore} = \frac{F_{mc.p.v} \angle \theta_{zore}}{\frac{Q}{m} F_{mv}} = \frac{m}{Q} \angle \theta_{zore} \sum_{i=0}^{\left(\frac{Q}{4m}-1\right)} \left\{ \cos \left[\frac{(1+2i) \alpha_{p.v}^{(2)}}{2} \right] \right\} \quad (15)$$

对于偶数槽 FSCW, 且槽极配合满足 $Q=2p \pm 4$ 时, 轴线位于第 $(Q+2m)/4m$ 个齿中线位置。规定该相带的第一个齿的齿号为 $n_{A+,c1}$, 则该情况的轴线位置对应的齿绕组的齿号为 $n_{A+,c1} + (Q-2m)n_p/4m - kQ$ 。

以 18 槽为例, 如图 5(c) 所示, 此处不赘述具体步骤。同理, 由分布系数的定义可得:

$$k_{qv} \angle \theta_{zore} = \frac{F_{mc.p.v} \angle \theta_{zore}}{\frac{Q}{m} F_{mv}} = \frac{2m}{Q} \angle \theta_{zore} + \frac{4m}{Q} \angle \theta_{zore} \sum_{i=1}^{\left(\frac{Q}{4m}-\frac{1}{2}\right)} \cos [i \alpha_{p.v}^{(3)}] \quad (16)$$

采用谐波合成法时, 考虑了合成磁动势相量的方向, 可以用该法判断合成磁动势在轴线位置处的峰谷情况。当分布系数为正时, 表示该次谐波合成磁动势在轴线位置处于波峰, 反之则处于波谷。

2 补偿绕组谐波抑制理论研究

2.1 补偿绕组基本原理

谐波补偿就是将补偿绕组与原绕组串接, 通过调整补偿绕组的排布方式, 将原绕组和补偿绕组上产生的 ν 次谐波磁动势进行矢量叠加^[6-9], 抵消电枢反应磁动势, 减小磁场畸变, 达到增强或抑制合成磁动势的效果, 如图 6 所示。

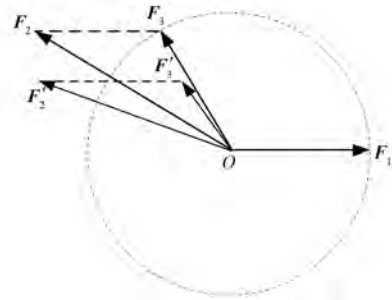


图 6 补偿绕组谐波抑制相量图

Fig. 6 Phasor diagram of harmonic suppression using compensation windings

2.2 补偿绕组特定次谐波抑制直接法

先明确谐波次数区间的概念:

$$kQ \leq \nu \leq (k+1)Q, k=0, 1, \cdots \quad (17)$$

满足式(17)的 ν 次谐波属于第 $k+1$ 区间。

参考文献[10-14], 以 18 槽 7 对极 FSCW 为例, 此时 7 次谐波是第一区间的谐波, 25 是第二区间的谐波, 其余以此类推。

考虑到电机齿槽的均匀分布, 第 ν 次和第 $\nu+Q$ 次谐波具有相同的分布规律, 所以此处仅讨论第一区间的谐波。

采用直接法进行补偿时, 需要先考虑直接法的可行性。通过分析相同槽数不同极对数绕制方法下的谐波分布, 综合考虑绕组匝数和轴线位置的影响, 在原绕组的基础上串接补偿绕组, 来增大主导极次谐波, 抑制非主导极次谐波^[15-17]。

参考文献[18-25],利用相量合成法,可以得出谐波在轴线位置的峰谷情况。以 18 槽 7 对极 FSCW 为例,在第一区间谐波中,当时间 t 为 $2k\pi/\omega$ 时,1 次、7 次、11 次和 17 次谐波合成磁动势在轴线位置处于波峰,5 次、13 次谐波合成磁动势在轴线位置处于波谷如图 7 所示。第一区间谐波中,第 ν 次谐波和第 $Q-\nu$ 次谐波的分布系数相等,均同时位于波峰或波谷,因此只需要知道 1 次、5 次和 7 次谐波的分布规律即可。

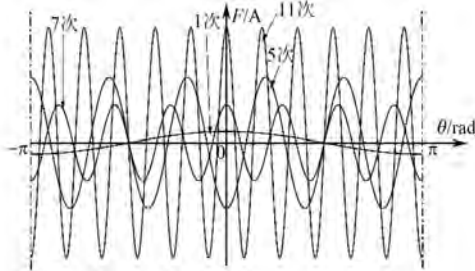


图 7 18 槽 7 对极绕组谐波合成磁动势
 Fig. 7 Synthesized magnetomotive force harmonics of 18-slot, 7-pole winding

FSCW 以不同极对数绕制时,会出现不同谐波分布系数和合成磁动势。以 18 槽 5 对极绕制时的合成磁动势峰谷图如图 8 所示。

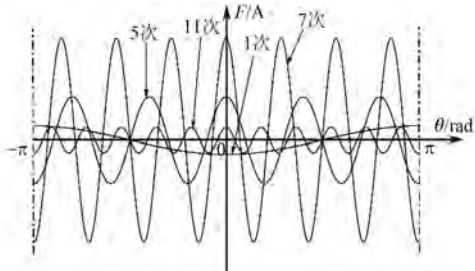


图 8 18 槽 5 对极绕组谐波合成磁动势
 Fig. 8 Synthesized magnetomotive force harmonics of 18-slot, 5-pole winding

以 18 槽 1 对极绕制,在第一区间谐波中,当时间 t 为 $2k\pi/\omega$ 时,1 次、5 次谐波合成磁动势在轴线位置处于波峰,7 次、11 次谐波合成磁动势处于波谷,如图 9 所示。

当需要抑制的 ν_1 次谐波和需要增强的 ν_0 次谐波在按照 Q 槽 ν_1 对极排布时, ν_1 次和 ν_0 次谐波分别处于波峰和波谷,则可以采用直接法补偿。考虑分布系数可知,补偿绕组按照 5 对极绕制时,5 次谐波和 7 次谐波在轴线位置处合成磁动势均同时处于波峰或波谷,当抑制 5 次谐波时,7 次谐

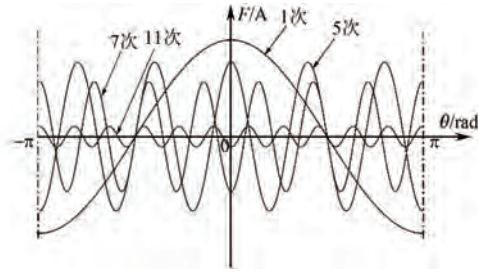


图 9 18 槽 1 对极绕组谐波合成磁动势
 Fig. 9 Synthesized magnetomotive force harmonics of 18-slot, 1-pole winding

波含量也会有略微降低。

如图 9 所示,补偿绕组按照 1 对极绕制时,1 次谐波合成磁动势处于波峰,7 次和 11 次谐波合成磁动势均在波谷,所以采用 1 对极补偿绕组时,既可以抑制 1 次谐波,又可以增强工作次谐波。

当原绕组的相带分布、绕组排布以及齿号确定后,通过调整补偿绕组与原绕组的轴线位置偏角,对特定次谐波进行抑制,且考虑到绕组均匀分布,原绕组与补偿绕组轴线位置应满足式(18):

$$\theta_{\text{axis.in}} - \theta_{\text{axis.com}} = k \frac{2\pi}{Q} \quad (18)$$

式中: $\theta_{\text{axis.in}}$ 为原绕组各相轴线位置的机械角度; $\theta_{\text{axis.com}}$ 为补偿绕组各相轴线位置的机械角度。可见,两轴线之间的夹角为槽间距的倍数。

18 槽原绕组按照 7 对极绕制时,7 次和 11 次谐波为原绕组的主导极次谐波,7 次谐波满足 $\nu = 3k+1$,其行波方向对应原绕组绕制的正方向;11 次和 5 次谐波满足 $\nu = 3k-1$,其行波方向对应原绕组绕制的反方向,即 7 次和 11 次谐波的行波方向相反。当补偿绕组按照 5 对极绕制时,5 次和 13 次谐波为补偿绕组的主导极次谐波,谐波次数满足 $\nu = 3k-1$ 时,其行波方向为补偿绕组绕制的正方向;反之,其行波方向对应补偿绕组绕制的反方向。

为了有效分析补偿绕组的补偿效果,需要保证原绕组和补偿绕组中的各次谐波的行波方向一致。原绕组 18 槽 7 对极的相带划分方式为 A+、C-、B+、A-、C+、B-时,为使行波方向一致,当补偿绕组按照 18 槽 5 对极绕制时,相带划分为 a+、b-、c+、a-、b+、c-;当补偿绕组按照 18 槽 1 对极绕制时,相带划分为 a+、c-、b+、a-、c+、b-。将原绕组和补偿绕组各相串接,通入相同的激励源,通

过改变相带分布,使得原绕组和补偿绕组的谐波波形方向一致。原绕组及补偿绕组的各相合成磁动势的轴线位置如图 10 和图 11 所示。

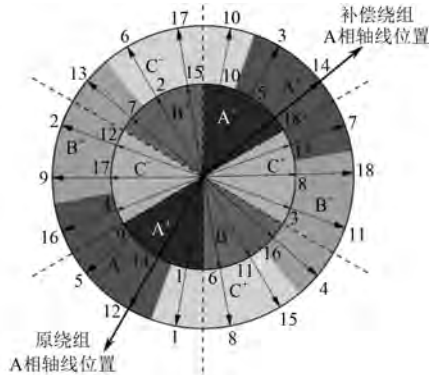


图 10 5 对极补偿绕组与原绕组磁动势星型图

Fig. 10 Star diagram of magnetomotive force for 5-pole compensation windings and original windings

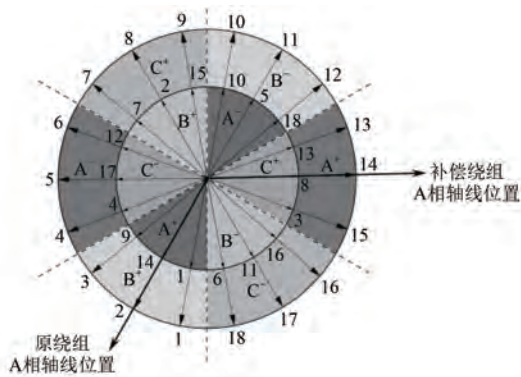


图 11 1 对极补偿绕组与原绕组磁动势星型图

Fig. 11 Star diagram of magnetomotive force for 1-pole compensation windings and original windings

ν 次谐波抑制系数 $k_{in.com.\nu}$ 为原绕组和补偿绕组产生的 ν 次谐波合成磁动势之比,如式 (19) 所示。当该数值越接近于 1,表明非主导极次谐波抑制效果越好^[8]。

$$k_{in.com.\nu} = \left| \frac{F_{in.p_1.\nu}}{F_{com.p_2.\nu}} \right| \quad (19)$$

式中: $F_{in.p_1.\nu}$ 为原绕组按照 p_1 对极绕制时 ν 次谐波合成磁动势; $F_{com.p_2.\nu}$ 为补偿绕组按照 p_2 对极绕制时 ν 次谐波合成磁动势。

当原绕组和补偿绕组通入相同的三相对称的激励时,原绕组和补偿绕组匝数应满足:

$$\frac{N_{c.in}}{N_{c.com}} = \frac{k_{d.p.com.\nu}}{k_{d.p.in.\nu}} \quad (20)$$

吉 薇,等:双极对数耦合的双转子同步电机转矩脉动抑制

式中: $k_{d.p.in.\nu}$ 、 $k_{d.p.com.\nu}$ 分别为原绕组、补偿绕组的分布系数; $N_{c.in}$ 、 $N_{c.com}$ 分别为原绕组、补偿绕组的绕组匝数。

3 基于虚位移法的电磁转矩推导

本文忽略定转子开槽影响和定转子漏感,利用虚位移法来推导电磁转矩表达式。针对特定次谐波磁场的自感和互感,利用积分法求电感时,表达式为^[1-3]

$$L_{AB} = \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \int_0^{2\pi} n_A(\theta) N_B(\theta) d\theta$$

$$L_{AA} = \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \int_0^{2\pi} n_A(\theta) N_A(\theta) d\theta \quad (21)$$

式中: L_{AB} 、 L_{AA} 分别为 AB 相互感、A 相自感; $n(\theta)$ 为绕组的匝数函数; $N(\theta)$ 为绕组函数; μ_0 为真空磁导率; r 为铁心内外半径的中线位置处的半径值; l_{ef} 为电机内外半径之差; l_{ag} 为气隙长度。

对于 A、B 相绕组间的互感, $n_A(\theta) N_B(\theta)$ 和 $n_B(\theta) N_A(\theta)$ 的积分结果相同,即 $L_{AB} = L_{BA}$ 。为便于分析,设电机各相自感相等^[12,17]:

$$\begin{cases} L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{ss} \cos\theta \\ L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{rr} \cos\theta \end{cases} \quad (22)$$

若定、转子通入三相对称激励,相位差为 120° ,定子三相间的互感和转子三相间的互感分别为

$$\begin{cases} L_{AB} = L_{AC} = L_{BA} = L_{BC} = L_{CA} = L_{CB} = -\frac{1}{2} L_{ss} \cos\theta \\ L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = -\frac{1}{2} L_{rr} \cos\theta \end{cases} \quad (23)$$

定、转子间的互感为

$$\begin{cases} L_{Aa} = L_{Bb} = L_{Cc} = L_{aA} = L_{bB} = L_{cC} = L_{sr} \cos\theta \\ L_{Ab} = L_{Bc} = L_{Ca} = L_{bA} = L_{cB} = L_{aC} = \\ L_{sr} \cos(\theta - 120^\circ) \\ L_{Ac} = L_{Ba} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{aB} = L_{bC} = \\ L_{sr} \cos(\theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (24)$$

将匝数函数和绕组函数进行傅里叶分解求自感和互感,且利用三角变换对积分项进行简化,可分别得 A 相自感、定子 AB 相互感及定转子间互感分别为^[26-27]

$$\begin{aligned}
L_{AA} &= \frac{4\mu_0 r l_{ef} N_c^2 Q^2}{l_{ag} \pi m^2} \sum_{\nu=1}^{\square} \left(\frac{1}{\nu} k_{y\nu} k_{q\nu} \right)^2 \\
L_{AB} &= \frac{4\mu_0 r l_{ef} N_s^2 Q_s^2}{l_{ag} \pi m^2} \sum_{\nu=1}^{\square} \left(\frac{1}{\nu} k_{y\nu} k_{q\nu} \right)^2 \\
L_{Aa} &= \frac{4\mu_0 r l_{ef} N_r N_s Q_r Q_s}{\pi l_{ag} m^2 \nu^2} k_{r\nu} k_{sw\nu} \cos \left[\xi \frac{(1-s)\omega}{p} \nu t \right]
\end{aligned} \quad (25)$$

式中: Q_s 为定子铁心的槽数; Q_r 为转子铁心的槽数; s 为转差率; $k_{r\nu}$ 为转子绕组的分布系数; $k_{sw\nu}$ 为定子绕组的分布系数; ξ 为行波方向指数, 当转速为正向时, $\xi=1$, 反之 $\xi=-1$ 。

以 A 相为例, 分别给出定子和转子 A 相的磁能:

$$\begin{aligned}
W_A &= \frac{1}{2} \psi_A i_A = \frac{1}{2} i_A L_{AA} i_A + \frac{1}{2} i_A L_{AB} i_B + \frac{1}{2} i_A L_{AC} i_C + \\
&\quad \frac{1}{2} i_A L_{Aa} i_a + \frac{1}{2} i_A L_{Ab} i_b + \frac{1}{2} i_A L_{Ac} i_c \\
W_a &= \frac{1}{2} \psi_a i_a = \frac{1}{2} i_a L_{aA} i_A + \frac{1}{2} i_a L_{aB} i_B + \frac{1}{2} i_a L_{aC} i_C + \\
&\quad \frac{1}{2} i_a L_{aa} i_a + \frac{1}{2} i_a L_{ab} i_b + \frac{1}{2} i_a L_{ac} i_c
\end{aligned} \quad (26)$$

式中: ψ_A 、 ψ_a 分别为定、转子绕组 A 相磁链; i_A 、 i_a 分别为定、转子绕组 A 相电流。

同理可得定子和转子 B、C 相的磁能, 相加得到电机总磁能为

$$\begin{aligned}
W_m &= \frac{1}{2} \psi_A i_A + \frac{1}{2} \psi_B i_B + \frac{1}{2} \psi_C i_C + \\
&\quad \frac{1}{2} \psi_a i_a + \frac{1}{2} \psi_b i_b + \frac{1}{2} \psi_c i_c
\end{aligned} \quad (27)$$

对于具有铁心和绕组, 并且以磁场作为耦合场的旋转电机, 可以用磁能和虚位移法计算电磁转矩, 也可以用磁共能和虚位移法计算电磁转矩^[5,10]。磁能 W_m 和磁共能 W'_m 的关系如式(28)所示:

$$\begin{aligned}
W'_m(i_1, i_2, \dots, i_n, \theta) = \\
\sum_{k=1}^n i_k \psi_k - W_m(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n, \theta)
\end{aligned} \quad (28)$$

忽略铁损和铜损, 利用虚位移法计算电磁转矩, 当转子发生微小的角位移时, 会引起电源输入总电能增加, 增加的电能一部分转化为定子各相绕组电磁功率, 另一部分转化为电磁转矩输出:

$$dW = dW_m + dW_{mech} \quad (29)$$

式中: dW 为 dt 时间内增加的总电能; dW_m 为磁能的增值; dW_{mech} 为输出的总机械能。

磁路为线性时, 磁能和磁共能相等如式(30)所示, 且两者的积分方向相反, 但磁能以 ψ 和 θ 为自变量, 磁共能以 i 和 θ 为自变量。

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \psi_k i_k \quad (30)$$

当转子发生虚位移时, 会引起磁共能和磁能的变化:

$$dW_m = \sum_{k=1}^n i_k d\psi_k - T_e d\theta_{mech} \quad (31)$$

$$dW'_m = \sum_{k=1}^n \psi_k di_k + T_e d\theta_{mech} \quad (32)$$

式中: θ_{mech} 为转子偏转的机械角度。

此时, 磁能和磁共能的关系为

$$\begin{aligned}
dW'_m(i_1, i_2, \dots, i_n, \theta) = \\
\sum_{k=1}^n i_k d\psi_k + \sum_{k=1}^n \psi_k di_k - dW_m(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n, \theta)
\end{aligned} \quad (33)$$

转子受到电磁转矩作用, 电磁转矩的大小可以看作为磁共能对偏转角的偏导, 也可以看作为磁能对偏转角的偏导, 但两者的方向相反^[28-30]:

$$T_e = -\frac{\partial W_m}{\partial \theta_{mech}} = -p \frac{\partial W_m}{\partial \theta} = p \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \quad (34)$$

4 基于补偿绕组的转矩特性优化及其有限元仿真

本文以一台定转子均为 FSCW 的双转子同步电机为研究对象, 定子采用 18 槽 7 对极 FSCW, 1 号转子采用 14 槽 7 对极 FSCW, 2 号转子采用 22 槽 11 对极 FSCW, 定子与转子直接耦合, 工作次谐波为 7 次和 11 次。利用 Maxwell 软件建立有限元二维模型, 其参数设置如表 1 所示。

直接补偿法是在定子原绕组的基础上添加补偿绕组, 根据式(20)可以确定补偿绕组的匝数, 绕组匝数设置如表 2 所示。

4.1 气隙磁密分析

5 对极、1 对极排布时的磁动势星型图分别如图 10、图 11 所示。补偿绕组按照其相带划分和绕组排布设置, 其中补偿绕组与原绕组串接, 添加补偿绕组前后激励方式保持不变。对气隙磁密进

表 1 有限元仿真的模型参数

Tab. 1 Model parameters of finite element simulation

参数名称	参数值
定子内、外半径/mm	50,100
1号转子内、外半径/mm	50,100
2号转子内、外半径/mm	50,100
定子轴向长度/mm	100
定子线圈匝数	56
1号、2号转子线圈匝数	20,20
气隙长度/mm	1
定子槽数、主导极对数	18、7
1号转子槽数、主导极对数	14、7
2号转子槽数、主导极对数	22、11
1号转子额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 000/7
2号转子额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 000/11

表 2 有限元仿真的绕组匝数设置

Tab. 2 Winding turn settings for finite element simulation

抑制谐波次数	1	5
原绕组匝数	56	56
补偿绕组匝数	13	10
补偿绕组极对数	1	5

行快速傅里叶变换,由于第一区间的谐波与第 k 区间的谐波有相同的绕组系数,只需要对比第一区间谐波的气隙磁密频谱变化。设1号转子和定子之间的气隙为1号气隙,2号转子和定子之间的气隙为2号气隙,补偿前后的气隙磁密对比如图12所示。

仅考虑第一区间的各特定次谐波的气隙磁密占第一区间谐波的总气隙磁密的含量。定子原绕组上增加1对极补偿绕组后,1号气隙的1次谐波含量从9.937%减小到1.356%,2号气隙的1次谐波含量从10.583%减小到0.668%,主导极次谐波含量有小幅提高。定子原绕组增加5对极补偿绕组后,1号气隙的5次谐波含量从6.832%减小到1.209%,2号气隙的5次谐波含量从7.363%减小到3.366%,主导极次谐波的气隙磁密降低,但由于补偿绕组的谐波抑制效果,谐波的气隙磁密总量降低,使得7次谐波含量也有小幅提高。

4.2 电磁转矩分析

保持18槽定子三相对称电压7 V/50 Hz激励不变,转子侧均采用0电压激励,补偿前后的转矩脉动与平均转矩值如表3所示。

该模型的定转子采用双极对数直接耦合,结合式(34),电磁转矩的计算式为

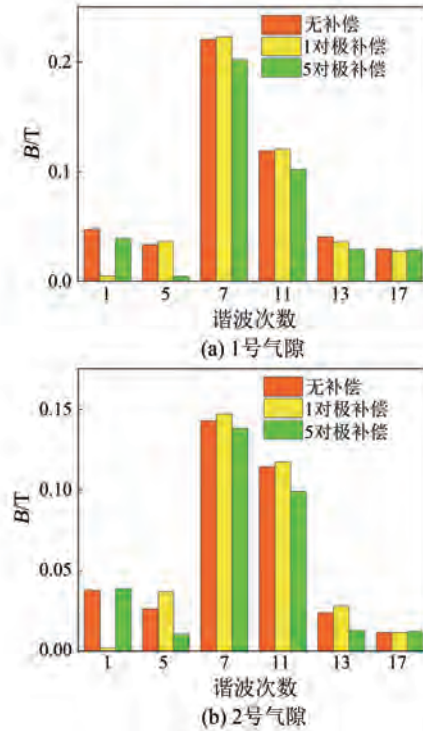


图 12 补偿前后气隙磁密分析

Fig. 12 Magnetic flux density analysis of air gap before and after compensation

表 3 1号气隙和2号气隙平均转矩变化

Tab. 3 Average torque variation of air gap 1 and air gap 2

补偿方法	1号气隙平均 转矩/($N \cdot m$)	2号气隙平均 转矩/($N \cdot m$)
无补偿仿真值	-0.825 5	0.455 28
虚位移法计算值	-0.924 84	0.529 11
1对极补偿仿真值	-0.725 24	0.442 84
5对极补偿仿真值	-0.689 99	0.361 41

$$T_e = - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_{mech}} = \frac{\partial}{\partial \theta_{mech}} \left(\frac{1}{2} \psi_A i_A + \frac{1}{2} \psi_B i_B + \frac{1}{2} \psi_C i_C + \frac{1}{2} \psi_{N_1} i_{N_1} + \frac{1}{2} \psi_{P_1} i_{P_1} + \frac{1}{2} \psi_{N_2} i_{N_2} + \frac{1}{2} \psi_{P_2} i_{P_2} \right) \quad (35)$$

式中: ψ_{N_1} 、 ψ_{P_1} 和 i_{N_1} 、 i_{P_1} 分别为1号转子N(负)极、P(正)极绕组的磁链和电流; ψ_{N_2} 、 ψ_{P_2} 和 i_{N_2} 、 i_{P_2} 分别为2号转子N极、P极绕组的磁链和电流。

转子选取初始相位角为 30° 的位置,分别偏转 $\pm 0.1^\circ$,利用虚位移法进行理论计算,虚位移法

和有限元仿真结果对比如图 13 所示。1 号气隙的有限元仿真值与理论计算值的误差为 10.741%, 2 号气隙的有限元仿真值与理论计算值的误差为 13.953%, 且理论计算值均略大于有限元仿真结果。这是由于虚位移法计算过程中会简化模型, 即忽略部分漏磁, 但在有限元仿真中漏磁会带走一部分的磁能, 导致总磁能减小。且虚位移法采用离散的等效源代替连续的场分布, 对能量计算有一定偏差, 导致产生转矩误差^[16,18]。

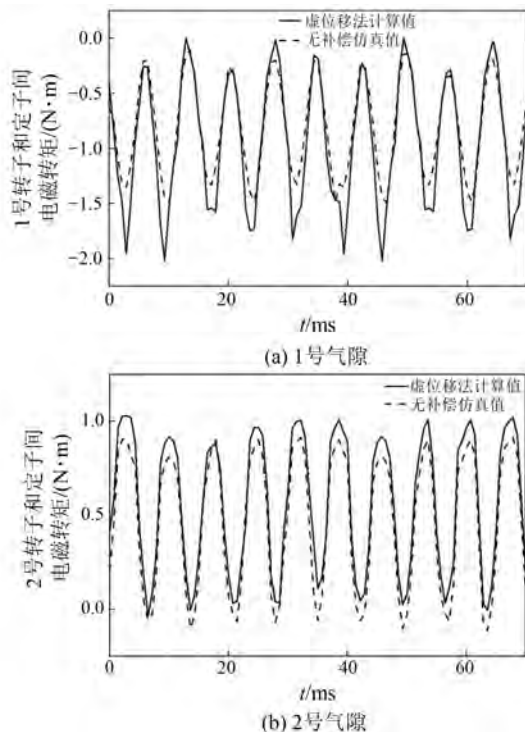


图 13 虚位移法和有限元仿真结果对比

Fig. 13 Comparison of results from virtual displacement method and finite element simulation

由图 13 可知, 理论计算波形与有限元仿真结果吻合度较高, 验证了将虚位移法用于转矩计算的正确性。

添加补偿绕组前后, 1 号气隙和 2 号气隙转矩波形对比如图 14 所示, 转矩脉动变化如表 4 所示。

由图 14 可知, 两个转子的平均转矩均有小幅降低, 这是由于补偿绕组抑制非主导极次谐波、削弱原绕组电枢反应磁场的同时, 也会影响有效磁通分量, 导致总体的平均转矩幅值波动。添加补偿绕组之后的电磁转矩波形的正弦度明显更好。这是由于补偿绕组在抑制非主导极次谐波的同

时, 抵消了对应部分的谐波磁动势, 改善了气隙磁场的分布。

由表 4 可知, 添加补偿绕组后, 1 号和 2 号气隙的转矩脉动都有一个明显的降低, 且添加 1 对极补偿绕组的效果更明显, 1 号气隙的转矩脉动减小了 41.1%, 2 号气隙的转矩脉动减小了 30.11%。

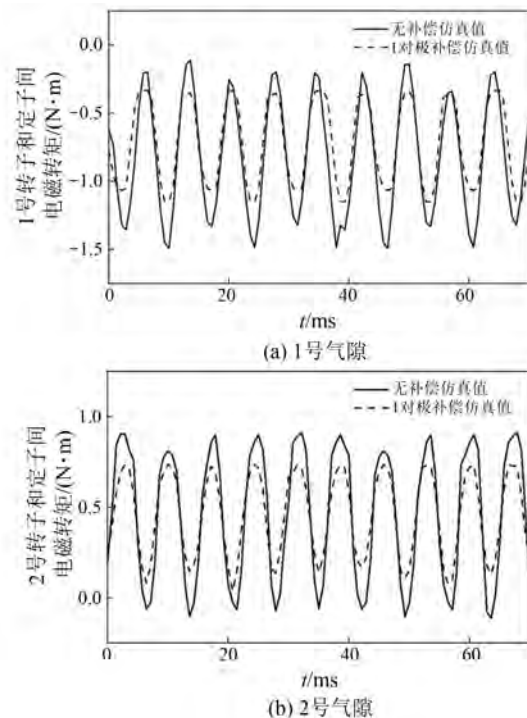


图 14 补偿前后转矩波形对比

Fig. 14 Comparison of torque waveforms before and after compensation

表 4 1 号气隙和 2 号气隙转矩脉动

Tab. 4 Torque pulsation of air gap 1 and air gap 2

补充方法	1 号气隙转矩 脉动/(N·m)	2 号气隙转矩 脉动/(N·m)
无补偿仿真值	1.365 1	0.978 39
1 对极补偿仿真值	0.803 81	0.683 78
5 对极补偿仿真值	0.924 7	0.795 48

5 结语

本文以一台定子 18 槽 7 对极, 1 号转子 14 槽 7 对极, 2 号转子 22 槽 11 对极的 FSCW 同步电机为例分析了双极对数耦合的双转子同步电机的特定极次谐波分布规律及其转矩脉动抑制情况。首先, 用代数法和相量合成法推导分布系数, 用于确定补偿绕组匝数以及不同槽极配合下的合成磁动

势表达式。然后,利用直接补偿法来抑制特定次谐波,减小转矩脉动,优化转矩波形。最后,通过有限元仿真和虚位移法理论分析电机补偿前后平均转矩、转矩脉动等参数的变化。有限元仿真结果和虚位移法理论计算结果吻合度较高,表明虚位移法用于转矩计算具有较高的正确性;添加补偿绕组后的电磁转矩波形的正弦度更好,两个转子的转矩脉动明显降低,添加1对极补偿绕组后,1号和2号转子的转矩脉动分别减小30.11%和41.1%。

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

吉薇进行了方案设计、内容总结与论文撰写,骆皓、王子刚等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 Ji Wei. The manuscript was revised by Luo Hao, Wang ZiGang, et al. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参考文献

[1] 骆皓,许祥威,侍正坤,等. 基于多频对极磁场耦合的直驱型双馈电机电磁耦合特性分析[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(2): 159-165.

LUO H, XU X W, SHI Z K, et al. Analysis of electromagnetic coupling characteristics for doubly-fed induction generator based on multi-frequency pole pairs' magnetic field coupling [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(2): 159-165.

[2] 佟文明,吴胜男,安忠良. 基于绕组函数法的分数槽集中绕组永磁同步电机电感参数研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(13): 150-157.

TONG W M, WU S N, AN Z L. Study on the inductance of permanent magnet synchronous machines with fractional slot concentrated winding based on the winding function method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015,

30(13): 150-157.

[3] 陈益广. 永磁同步电机单层分数槽集中绕组磁动势与电感[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2012, (9): 798-802.

CHEN Y G. Magnetomotive force and inductance in permanent magnet synchronous machine with single-layer fractional-slot concentrated winding [J]. Journal of Tianjin University (Natural Science and Engineering Technology Edition), 2012, (9): 798-802.

[4] 田园园,莫会成. 分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析[J]. 微电机, 2012, 45(4): 1-7.

TIAN Y Y, MO H C. Stator magneto-motive force and winding coefficient analysis of permanent magnet servo motor with fractional-slot concentrated windings [J]. Micromotors, 2012, 45(4): 1-7.

[5] 汤蕴缪. 电机学[M]. 5版. 北京:机械工业出版社, 2014.

TANG Y Q. Electrical Machines [M]. 5 ed. Beijing: Machinery Industry Press, 2014.

[6] 孙春阳,骆皓,吴刚,等. 分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波磁动势抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 86-95.

SUN C Y, LUO H, WU G, et al. Method for suppressing non-dominant pole log-harmonic magnetomotive force in fractional slot concentrated winding induction machines [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 86-95.

[7] 张昊阳,骆皓,倪喜军,等. 基于定转子分数槽集中绕组的感应电机起动转矩特性分析[J]. 电工技术, 2023, (23): 29-33.

ZHANG H Y, LUO H, NI X J, et al. Analysis of starting torque characteristics of induction motors based on fractional slot concentrated winding of stator and rotor [J]. Electric Engineering, 2023, (23): 29-33.

[8] 郑军强,赵文祥,吉敬华,等. 分数槽集中绕组永磁电机低谐波设计方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增刊1): 272-280.

ZHENG J Q, ZHAO W X, JI J H, et al. Review on design methods of low harmonic of fractional-slot concentrated-windings permanent-magnet machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 272-280.

[9] CHONG L, RAHMAN M F. Saliency ratio

- optimization in an IPM machine with fractional-slot concentrated windings [C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, 2008.
- [10] 高阳, 骆皓, 肖一凡, 等. 基于空间多分量极对数磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机电磁及损耗特性分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 107-119.
- GAO Y, LUO H, XIAO Y F, et al. Analysis of electromagnetic and loss characteristics of FSCW doubly-fed induction motor based on spatial multi-component polar-pair magnetic field coupling [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 107-119.
- [11] 吴刚, 骆皓, 翟长春, 等. 基于分数槽集中绕组的多层绕组低次谐波抑制方法[J]. 微电机, 2023, 56(3): 16-22+34.
- WU G, LUO H, ZHAI C C, et al. Low harmonic suppression method for multilayer windings based on fractional slot concentrated winding [J]. Micromotors, 2023, 56(3): 16-22+34.
- [12] 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): 62-68.
- CHEN H C, SONG C L. Decomposition of stator magnetomotive force of fractional-slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 62-68.
- [13] 马涛, 林晓刚, 解伟. 并列式双转子混合自励磁电机励磁源参数优化设计和磁场调节特性分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 67-75.
- MA T, LIN X G, XIE W. Optimization design of excitation source parameters and magnetic field regulation characteristics analysis for parallel dual-rotor hybrid self-excited motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(8): 67-75.
- [14] 张林森, 胡平, 宁小玲. 对旋风机用对转永磁同步电机双转子同步技术[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(1): 61-67.
- ZHANG L S, HU P, NING X L. Dual-rotor synchronization technique of contra-rotating PMSM used in counter-rotating fan [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(1): 61-67.
- [15] 赵慧超, 孙明冲, 王斯博, 等. 轴向磁通永磁电机转矩特性分析和优化[J]. 微电机, 2023, 56(9): 50-53+68.
- ZHAO H C, SUN M C, WANG S B, et al. Characteristic analysis and torque ripple optimization of axial flux motor [J]. Micromotors, 2023, 56(9): 50-53+68.
- [16] 杨超锐. 分数槽集中绕组永磁同步电机电磁振动分析与抑制[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- YANG C R. Analysis and suppression of electromagnetic vibration for fractional-slot concentrated winding permanent magnet synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.
- [17] 吴刚, 翟长春. 多层分数槽集中绕组的谐波磁动势分析[J]. 电工技术, 2023, (5): 208-210+213.
- WU G, ZHAI C C. Analysis of harmonic magnetodynamic potential of multilayer fractional slot centralized winding [J]. Electric Engineering, 2023, (5): 208-210+213.
- [18] 孙珂. 分数槽集中绕组永磁电机转矩脉动抑制与性能优化研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2022.
- SUN K. Research on torque ripple suppression and performance optimization of permanent magnet motors with fractional-slot concentrated windings [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2022.
- [19] WU X D, ZHANG H Y, YANG C X, et al. Analytical calculation of magnetic field and analysis of rotor permeability effects on permanent magnet synchronous motor with fractional slot concentrated winding [J]. World Electric Vehicle Journal, 2024, 15(7): 312.
- [20] GENG W W, ZHANG Z R, LI Q. High torque density fractional-slot concentrated-winding axial-flux permanent-magnet machine with modular SMC stator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3691-3699.
- [21] 骆皓, 朱正鹏, 肖一凡, 等. 分数槽集中绕组感应电机启动转矩特性分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 88-97.
- LUO H, ZHU Z P, XIAO Y F, et al. Analysis of starting torque characteristics of induction motors with fractional slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 88-97.
- [22] 许祥威, 骆皓, 侍正坤, 等. 分数槽集中绕组双转子感应电机电磁耦合特性的分析[J]. 微电机, 2019, 52(9): 34-40.
- XU X W, LUO H, SHI Z K, et al. Analysis of electromagnetic coupling characteristics of dual rotor

- induction machine with fractional slot concentrated winding [J]. *Micromotors*, 2019, 52(9): 34-40.
- [23] 任明洋, 骆皓, 朱坤硕, 等. 基于空间极对数宽带耦合的双转子同步风力发电机电磁特性分析[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(11): 85-96.
REN M Y, LUO H, ZHU K S, et al. Electromagnetic characteristics analysis of dual-rotor synchronous wind generator based on wideband coupling of spatial pole pairs [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(11): 85-96.
- [24] 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.
- [25] 张炳义, 梁丙雪, 徐广人, 等. 真分数槽集中绕组相带谐波比漏磁导系数研究[J]. *电机与控制学报*, 2015, 19(3): 14-19.
ZHANG B Y, LIANG B X, XU G R, et al. Research of phase belt harmonic leakage permeances coefficient for proper fraction-slot concentrated winding [J]. *Electric Machines and Control*, 2015, 19(3): 14-19.
- [26] 沈启平, 程俊, 周子遥, 等. 分数槽集中绕组永磁同步发电机电磁振动噪声分析[J]. *微电机*, 2023, 56(5): 6-12+18.
SHEN Q P, CHENG J, ZHOU Z Y, et al. Research on electromagnetic vibration noise characteristics of permanent magnet synchronous generators for electric vehicles [J]. *Micromotors*, 2023, 56(5): 6-12+18.
- [27] 谭菲. 基于分数槽集中绕组的五相永磁电机优化设计研究[D]. 济南: 山东大学, 2023.
TAN F. Research on optimal design of five-phase permanent magnet machine based on fractional slot concentrated winding [D]. Ji'nan: Shandong University, 2023.
- [28] 查陈诚. 多三相分数槽集中式绕组永磁同步容错电机的研究与分析[D]. 南京: 东南大学, 2023.
ZHA C C. Research and analysis of multiple 3-phase fractional slot concentration winding fault tolerant permanent magnet synchronous motor [D]. Nanjing: Southeast University, 2023.
- [29] 何玉灵, 王世云, 孙凯, 等. 轴径向静态偏心故障下外转子永磁发电机电磁转矩特性分析[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(1): 12-25.
HE Y L, WANG S Y, SUN K, et al. Analysis of electromagnetic torque characteristics of external rotor permanent magnet generator with axial radial static eccentricity fault [J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(1): 12-25.
- [30] 林宝全, 李捷, 杨公德. 永磁游标电机转矩特性研究[J]. *电气工程学报*, 2023, 18(4): 35-42.
LIN B Q, LI J, YANG G D. Research of torque characteristics of permanent magnet vernier machine [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2023, 18(4): 35-42.

收稿日期:2024-12-19

收到修改稿日期:2025-01-08

作者简介:

吉薇(2000-),女,硕士研究生,研究方向为新型电机的设计与控制技术,2689378350@qq.com;

*通信作者:骆皓(1978-),男,博士,教授,研究方向为双馈风力发电机及交流励磁控制技术,5188051@qq.com。