

分数槽集中绕组双转子异步电机谐波抑制方法

王子刚¹, 骆 皓^{1,2*}, 吉 薇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)

Fractional Slot Concentrated Winding Double Rotor Asynchronous Motor Harmonic Suppression Method

WANG Zigang¹, LUO Hao^{1,2*}, JI Wei¹, SUN Chunyang¹, GAO Yang¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

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

Abstract: [Objective] Aiming at the problem of non-dominant pole harmonics generated by double rotor asynchronous motors with fractional-slot concentrated winding (FSCW) structure, this study aims at proposing an efficient harmonic suppression method to reduce the harmonic-induced efficiency loss of the motor and to improve the operational stability and overall performance of the motor. [Methods] Firstly, based on the phase band division and arrangement of the FSCW, the distribution coefficients of even-slot and odd-slot were derived by the definition method and the harmonic synthesis method, respectively, and the peaks and valleys of the harmonic magnetic potentials at the axial position under the different pole-pair numbers were clarified. Secondly, combined with the theoretical analysis of the distribution coefficients, two compensation winding configurations were proposed: the direct compensation method by adjusting the phase relationship between the compensation windings and the main winding, so that the peaks and valleys of the magnetic potentials of the harmonics to be suppressed were superimposed with the main harmonics in reverse direction; and the phase-shifting compensation method by the phase-shifting design of multiple sets of compensation windings, so

as to achieve the active offset of the specific subharmonics. In addition, a three-dimensional motor model based on finite element simulation was established to verify the effectiveness of the compensation method. [Results] The theoretical calculation and finite element simulation verified that the proposed methods can effectively suppress specific harmonic components and enhance the operating harmonics in small amounts, which improves the operation stability and efficiency of the motor. [Conclusion] This study shows that the direct compensation method and the phase-shift compensation method can be flexibly applied to the suppression of non-dominant pole harmonics based on the characteristics of harmonic peaks and valleys distribution. The former is suitable for the scenario where the peaks and valleys of the proposed harmonic suppression and the operating harmonics are reversed, while the latter solves the harmonic cancellation problem when the peaks and valleys of the two are in the same direction. Both methods can moderately enhance the working harmonics while suppressing the target harmonics, providing a theoretical basis and technical support for high-precision motor design and harmonic management.

Key words: fractional slot concentrated winding; double rotor asynchronous motor; distribution coefficient; harmonic suppression

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(XTCX202405); 江苏省研究生科研与实践创新计划(SJCX24_1305)

General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086); Project supported by Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405); Jiangsu Postgraduate Research and Practice Innovation Program (SJCX24_1305)

摘 要: 【目的】针对双转子异步电机在分数槽集中绕组(FSCW)结构下产生的非主导极次谐波问题,本研究旨在提出一种高效的谐波抑制方法,以降低谐波引发的电机效率损失,提升电机的运行稳定性与综合性能。【方法】首先,基于FSCW的相带划分与排布规律,采用定义法和谐波合成法分别推导了偶数槽与奇数槽的分布系数计算式,明确了不同极对数下各次谐波磁动势在轴线位置的峰谷分布

特性。其次,结合分布系数的理论分析,提出了两种补偿绕组配置策略:直接补偿法通过调整补偿绕组与主绕组的相位关系,使拟抑制谐波的磁动势峰谷与主谐波反向叠加;移相补偿法则通过多组补偿绕组的相位偏移设计,实现特定次谐波的主动抵消。此外,建立了基于有限元仿真的三维电机模型验证补偿方法的有效性。【结果】通过理论计算和有限元仿真验证了所提方法能够有效地抑制特定谐波成分,并少量增强工作谐波,提高了电机的运行稳定性和效率。【结论】研究表明,直接补偿法与移相补偿法可依据谐波峰谷分布特性灵活应用于非主导极次谐波抑制。前者适用于拟抑制谐波与工作谐波峰谷反向的场景,后者则解决二者峰谷同向时的谐波抵消难题。两种方法都可以在抑制目标谐波的同时适度增强工作谐波,为高精度电机设计与谐波治理提供了理论依据和技术支撑。

关键词: 分数槽集中绕组;双转子异步电机;分布系数;谐波抑制

0 引言

在高效能电机领域,分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)作为一种关键的绕组形式,因其高效、低能耗以及结构紧凑等特点,在各种电机设计中得到了广泛应用^[1]。然而,尽管FSCW具有诸多优势,其所产生的谐波问题依然是制约其性能提升的重要因素之一。谐波不仅会导致电机效率下降、振动增大,还可能对电网造成影响,进而影响电机的长期运行稳定性与可靠性^[2]。因此,如何有效抑制FSCW电机中的谐波,成为当前电机研究领域的一个关键问题。

本研究旨在探索一种有效的谐波抑制方法,结合现代电机设计理论,分析FSCW双转子异步电机中的谐波特性,并提出相应的抑制技术。通过优化电机的结构设计和控制策略,期望能够最大限度地降低谐波的影响,提高电机的整体运行效率,为电机在高效能应用中的推广和发展提供技术支持^[3-5]。

本文以定子18槽、1号转子15槽、2号转子24槽的FSCW双转子异步电机为例,其三维建模拓扑如图1所示。

1 FSCW 分布系数理论

1.1 FSCW 分布系数

FSCW分布系数是用来衡量FSCW的磁动势

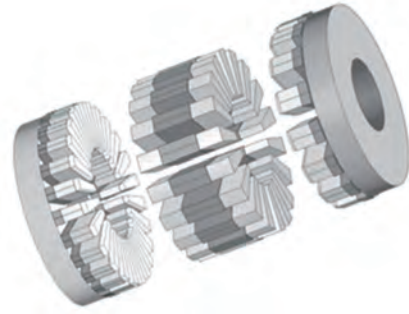


图1 双转子异步电机三维建模拓扑图

Fig. 1 3D modelling topology of the double rotor asynchronous motor

谐波含量的一个重要系数,其反映了绕组在电机定子槽中的分布情况对基波和谐波磁动势幅值的影响程度。

为便于分析FSCW各次谐波的分布特点以及确定补偿绕组匝数,本文根据分布系数的基本原理,总结了两种FSCW按不同极对数 p 绕制下的 ν 次谐波分布系数的计算方法^[6]。

1.1.1 定义法

绕组分布系数定义为单相磁动势的相量占单相磁动势代数之和的比例。

按照 p 对极绕制的FSCW,正相带绕组产生的相邻两个 ν 次谐波磁动势相量对应的齿号之差为 n_p ,所对应的电角度差为

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

式中: Q 为电机槽数。

将 $\theta_{p,\nu}$ 折算到圆周平面 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度 $\alpha_{p,\nu}$ 为

$$\begin{cases} \alpha_{p,\nu} = n_p \frac{2\nu\pi}{Q} - 2\pi k \\ 0 \leq \alpha_{p,\nu} \leq 2\pi \\ n_p = \frac{kQ + 1}{p} \\ 1 \leq n_p \leq Q \end{cases} \quad (2)$$

式中: k 为非负整数; p 为极对数。

(1) 偶数槽

对于偶数槽FSCW,每相绕组所占齿槽数为 Q/m ,其中正相带和负相带所占齿槽数均为 $Q/2m$ 。故定义 q^{even} 为偶数槽正、负相带所占槽数:

$$q^{\text{even}} = Q/2m \quad (3)$$

偶数槽相绕组等效相量图、合成向量图分别如图 2、图 3 所示。

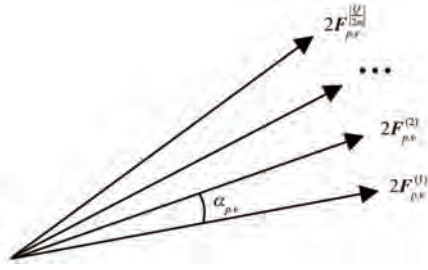


图 2 偶数槽相绕组等效相量图

Fig. 2 Equivalent phasor diagram of phase windings with even-numbered slots

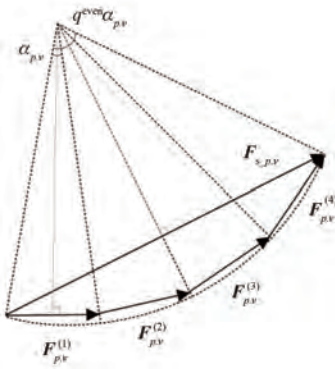


图 3 偶数槽相绕组合成相量图

Fig. 3 Synthesized phasor diagram of phase windings with even-numbered slots

由图 2、图 3 可知, Q 为偶数时, 相绕组合成磁动势 $F_{s,p,v}$ 及各齿槽上磁动势 $F_{p,v}$ 可分别表示为

$$F_{s,p,v} = 2L \sin\left(\frac{q^{\text{even}} \alpha_{p,v}}{2}\right) \quad (4)$$

$$F_{p,v} = 2L \sin\left(\frac{\alpha_{p,v}}{2}\right) \quad (5)$$

式中: L 为各绕组磁动势相量所对应的圆周半径。

偶数槽分布系数表示为

$$k_{d_{pv}}^{\text{even}} = \frac{\left| \frac{F_{s,p,v}}{q^{\text{even}} F_{p,v}} \right|}{\left| \frac{2L \sin\left(\frac{q^{\text{even}} \alpha_{p,v}}{2}\right)}{q^{\text{even}} 2L \sin\left(\frac{\alpha_{p,v}}{2}\right)} \right|} \quad (6)$$

整理式(6)可得:

$$k_{d_{pv}}^{\text{even}} = \frac{\left| \sin\left(q^{\text{even}} \frac{\alpha_{p,v}}{2}\right) \right|}{q^{\text{even}} \sin\left(\frac{\alpha_{p,v}}{2}\right)} \quad (7)$$

(2) 奇数槽

对于奇数槽 FSCW, 每相绕组所占齿槽数为 Q/m , 其中正相带、负相带所占齿槽数分别为 $(Q+m)/2m$ 、 $(Q-m)/2m$ 。奇数槽相绕组等效相量图、谐波合成磁动势相量图分别如图 4、图 5 所示。

由图 4 可知, 将负相带绕组磁动势等效到正相带后, 正相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量 $F_{p,v}^{(1)}$ 与相邻的负相带绕组 $F_{p,v}^{(2)}$ 产生的 ν 次谐波磁动势相量间的电角度为 $\theta_{p,v}$, 将其折算到圆周平面 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度为 $\theta_{p,v}/2$ 。

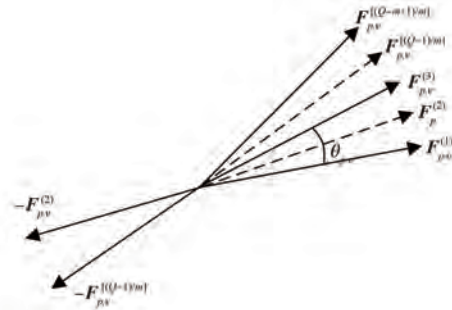


图 4 奇数槽相绕组等效相量图

Fig. 4 Equivalent phasor diagram of phase windings with odd-numbered slots

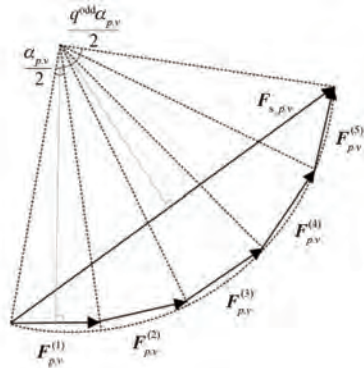


图 5 奇数槽相绕组合成相量图

Fig. 5 Synthesized phasor diagram of phase winding with odd-numbered slots

由图 4、图 5 可知, Q 为奇数时, 相绕组合成磁动势 $F_{s,p,v}$ 及各齿槽上磁动势 $F_{p,v}$ 可分别表示为

$$F_{s,p,v} = 2L \sin(q^{\text{odd}} \alpha_{p,v}/4) \quad (8)$$

$$F_{p,v} = 2L \sin(\alpha_{p,v}/4) \quad (9)$$

奇数槽的分布系数表示为

$$k_{d_{pv}}^{\text{odd}} = \frac{\left| \frac{F_{s,p,v}}{q^{\text{odd}} F_{p,v}} \right|}{\left| \frac{2L \sin\left(\frac{q^{\text{odd}} \alpha_{p,v}}{4}\right)}{q^{\text{odd}} 2L \sin\left(\frac{\alpha_{p,v}}{4}\right)} \right|} \quad (10)$$

化简式(10)可得:

$$k_{d-p\nu}^{\text{odd}} = \left| \frac{\sin\left(q^{\text{odd}} \frac{\alpha_{p,\nu}}{4}\right)}{q^{\text{odd}} \sin\left(\frac{\alpha_{p,\nu}}{4}\right)} \right| \quad (11)$$

由定义法得出 FSCW 分布系数的计算式^[7-9]不适用于分析各次谐波合成磁动势在轴线位置的峰谷分布情况,只适用于补偿绕组匝数的计算。

1.1.2 谐波合成法

(1) 偶数槽

相绕组在轴线位置处产生的 ν 次谐波合成磁动势 $F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu})$ 可表示为

$$F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - (i-1) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] - \sum_{i=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - \left(\frac{Q}{2} + i - 1 \right) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] \right\} \quad (12)$$

偶数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波的分布系数 $k_{d-p\nu}^{\text{even}}$ 可表示为

$$k_{d-p\nu}^{\text{even}} = \frac{F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu})}{\frac{Q}{m} F_{p,\nu}} \quad (13)$$

整理式(13)可得:

$$\begin{cases} k_{d-p\nu}^{\text{even}} = \frac{2m}{Q} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos \nu \left\{ \theta - [n_p(i-1) - k_{n_p} Q] \frac{2p\pi}{Q} \right\} \\ 0 \leq n_p(i-1) - k_{n_p} Q \leq Q \end{cases} \quad (14)$$

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

若 $k_{d-p\nu}^{\text{even}} > 0$,则表示偶数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波在轴线位置处于波峰; $k_{d-p\nu}^{\text{even}} < 0$,则表示偶数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波在轴线位置处于波谷^[6]。

(2) 奇数槽

对于奇数槽 FSCW,当齿槽数满足 $Q = m(4k+1)$ 时,其正、负相带分别所占齿槽数为 $(Q+m)/2m$ 、 $(Q-m)/2m$ 。

若规定 A+相绕组第 1 个齿号为 $n_{A+,c1}$,则其第 k_{A+} 个齿号为 $n_{A+}^{(1)}$,齿上绕组产生的磁动势对应的电角度为 $2\pi n_p p [k_{A+}^{(1)} - 1]/Q$ 。同理, A-相绕组

所占用的第 $k_{A-}^{(1)}$ 个齿号为 $n_{A-}^{(1)}$,齿上绕组产生的磁动势对应的电角度为 $\pi n_p p [2k_{A-}^{(1)} + Q - 1]/Q$ 。

相绕组在轴线位置 $\theta_{p,\nu}$ 处产生的 ν 次谐波合成磁动势 $F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu})$ 可表示为

$$F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}+1)} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - (i-1) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] - \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}-1)} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - \left(\frac{Q+1}{2} + i - 1 \right) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] \right\} \quad (15)$$

对于奇数槽 FSCW,齿槽数满足 $Q = m(4k-1)$ 时, A+相绕组所产生的磁动势对应的电角度为 $2\pi n_p p [k_{A+}^{(1)} - 1]/Q$; A-相绕组所产生的磁动势对应的电角度为 $\pi n_p p [2k_{A-}^{(1)} + Q - 3]/Q$ 。

相绕组在轴线位置 $\theta_{p,\nu}$ 处产生的 ν 次谐波的合成磁动势 $F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu})$ 可表示为

$$F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}+1)} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - (i-1) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] - \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}-1)} \cos \nu \left[\theta_{p,\nu} - \left(\frac{Q-1}{2} + i - 1 \right) \frac{2p\pi n_p}{Q} \right] \right\} \quad (16)$$

化简式(16)可得:

$$F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{m}} \cos \nu \left\{ \theta - [n_p(i-1) - k_{n_p} Q] \frac{p\pi}{Q} \right\} \quad (17)$$

奇数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波的分布系数 $k_{d-p\nu}^{\text{odd}}$ 可表示为

$$k_{d-p\nu}^{\text{odd}} = \frac{F_{s-p,\nu}(\theta_{p,\nu})}{\frac{Q}{m} F_{p,\nu}} \quad (18)$$

整理式(18)可得:

$$\begin{cases} k_{d-p\nu}^{\text{odd}} = \frac{m}{Q} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{m}} \cos \nu \left\{ \theta - [n_p(i-1) - k_{n_p} Q] \frac{p\pi}{Q} \right\} \\ 0 \leq n_p(i-1) - k_{n_p} Q \leq Q \end{cases} \quad (19)$$

若 $k_{d-p\nu}^{\text{odd}} > 0$,则表示奇数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν

次谐波在轴线位置处于波峰; $k_{d_{-p\nu}}^{\text{odd}} < 0$, 则表示奇数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波在轴线位置处于波谷。

1.2 谐波峰谷情况分析

在轴线位置处, 不同次谐波合成磁动势可能与轴线位置相同, 也可能与轴线位置相反。以 24 槽 11 对极 FSCW 为例, 如图 6 所示, 在轴线位置处, 1 次、5 次、7 次及 11 次谐波合成磁动势相量与轴线位置相同且都处于波峰, 与之对应的分布系数为正; 13 次、17 次、19 次及 23 次谐波合成磁动势相量方向与轴线位置相反且都处于波谷, 与之对应的分布系数为负。

当绕组极对数改变时, 对应的谐波分布系数和合成磁动势会产生变化。如图 7 所示, 当以 24 槽 7 对极进行 FSCW 绕制时, 峰谷情况就会改变^[9-11]。

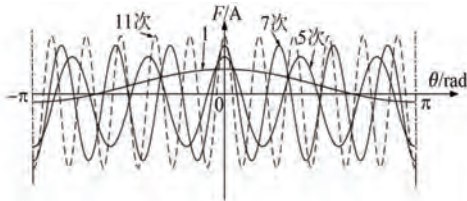


图 6 11 对极排布下的 1 次、5 次、7 次及 11 次谐波的峰谷图

Fig. 6 Peak and valley plots of the 1st, 5th, 7th, and 11th harmonics with 11 pairs of poles lined up

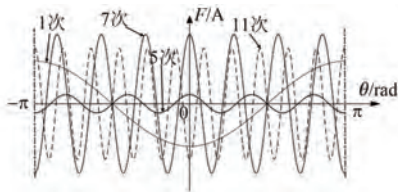


图 7 7 对极排布下的 1 次、5 次、7 次及 11 次谐波的峰谷图

Fig. 7 Peak and valley plots of the 1st, 5th, 7th and 11th harmonics with 7 pairs of poles lined up

2 特定非主导极次谐波抑制方法

2.1 补偿绕组基本原理

规定 FSCW 单元电机绕组未添加补偿绕组前为原绕组, 为了减小原绕组产生的非主导极次谐波的影响, 可通过在定子或转子上增加补偿绕组^[6]。当补偿绕组通电后, 其将产生一个方向相反的磁场, 用以抵消由于负载变化所引发的不平

衡磁场或谐波磁场, 从而抑制电压与电流的波动。

2.2 直接法补偿

利用一组补偿绕组对特定次谐波进行抑制, 使其峰谷情况与拟抑制的特定次谐波磁动势相反, 并尽可能提高主导极次谐波磁动势, 该方法为直接法。

本文所采用的双转子异步电机, 定子主导极对数为 7 对极和 11 对极, 1 号转子主导极对数为 7 对极和 8 对极, 2 号转子主导极对数为 11 对极和 13 对极。定子 11 对极和 2 号转子 11 对极发生强耦合, 对电机性能影响较大的谐波为 5 次谐波、7 次谐波和 13 次谐波。以抑制 7 次谐波为例, 绕组以 7 对极排布时, 11 次谐波和 7 次谐波分别处于波峰和波谷或反之, 所以可使用直接法抑制 7 次谐波。

补偿绕组匝数由式(20)确定:

$$K_{\text{comp/orig}} = \frac{N_{\text{comp}}}{N_{\text{orig}}} = \frac{k_{r1-\nu}}{k_{r2-\nu}} \quad (20)$$

式中: $K_{\text{comp/orig}}$ 为补偿绕组与原绕组的绕组线圈匝数比; N_{comp} 为补偿绕组线圈匝数; N_{orig} 为原绕组线圈匝数; $k_{r1-\nu}$ 为按 $r1$ 对极排布的 ν 次谐波的分布系数; $k_{r2-\nu}$ 为按 $r2$ 对极排布的 ν 次谐波的分布系数, 由式(7)、式(11)得出。

若原绕组各齿号相带划分及绕组排布确定, 通过调整原绕组轴线位置及补偿绕组轴线位置即可抑制特定次谐波, 原绕组轴线位置和补偿绕组轴线位置关系如式(21)所示:

$$\theta_{z_{\text{ori}}} - \theta_{z_{\text{com}}} = \frac{2\pi k_{\text{oc}}}{Q}, \quad k_{\text{oc}} = 1, 2, 3, \dots, Q \quad (21)$$

式中: $\theta_{z_{\text{ori}}}$ 为原绕组各相轴线位置机械角度; $\theta_{z_{\text{com}}}$ 为与原绕组所对应的补偿绕组的同相绕组轴线位置的机械角度。

由于 11 次谐波和 7 次谐波分别满足 $\nu = 3k-1$ 和 $\nu = 3k+1$, 所以其行波方向相反。为使原绕组和补偿绕组各次谐波行波方向一致, 一般采用两种方式, 其一改变补偿绕组激励方式, 使其激励中 BC 相序与原绕组相反; 其二, 改变绕组相序, 例如原绕组 11 对极按照 A+、C-、B+、A-、C+、B-进行绕制时, 补偿绕组可按 a+、b-、c+、a-、b+、c-绕制, 原绕组在 11 对极排布下, A+ 轴线位置在 12 号齿和 23 号齿之间。若要抑制 7 次谐波效果最好, 即补偿绕组轴线位置机械角度与原

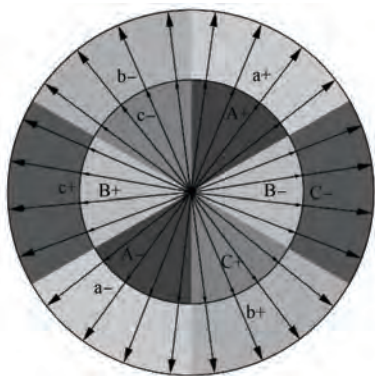


图8 改变绕组相序

Fig. 8 Changing the phase sequence of the winding

绕组轴线位置机械角度相差 180° 。补偿绕组以 7 对极排布,且 A+轴线位置也应在 12 号齿及 23 号齿之间,即 2 号齿和 9 号齿中间,齿号以自然编号排布下,此刻原绕组与补偿绕组轴线位置机械角度相差 180° ,抑制效果最佳,如图 9 所示。

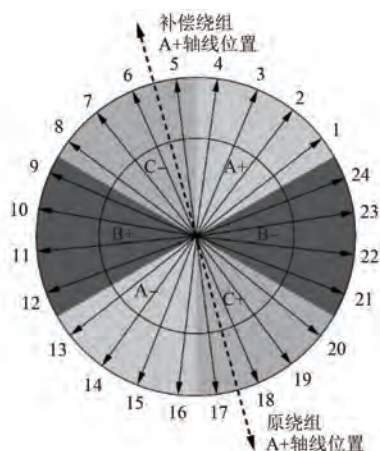


图9 最优补偿下的原绕组与补偿绕组轴线位置

Fig. 9 Axial position of the original and compensating windings under optimum compensation

为使补偿绕组抑制效果最优,原绕组和补偿绕组最终排布如图 10 所示。

2.3 移相法补偿

通过调整补偿绕组相位,使叠加磁动势与目标谐波磁动势峰谷相反,并尽可能提高主导极次谐波磁动势,称此方法为移相法^[12]。

在原绕组轴线位置处,11 次与 5 次谐波磁动势均同时处于波峰或波谷位置,所以无法在不抑制工作谐波的情况下使用直接法单独抑制 5 次谐波,因而提出通过移相法调整以 5 对极排布的补

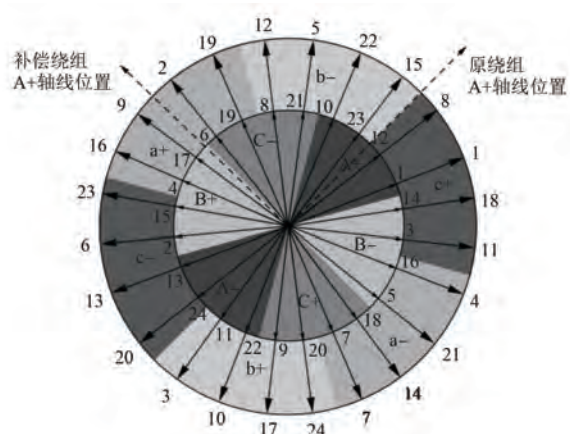


图10 抑制7次谐波磁动势星型图

Fig. 10 Star diagram for suppression of 7th harmonic magnetic momentum

偿绕组 11 次谐波和 5 次谐波在轴线位置处的峰谷关系进行谐波抑制。

对于 5 对极补偿绕组产生的 5 次谐波磁动势 $F_{mc,5}(\theta, t)$ 的波峰位置、11 次谐波磁动势 $F_{mc,11}(\theta, t)$ 电角度差最小的波谷位置、单元电机齿槽中线相位的关系,存在最小峰谷差 $\min |\theta_{\Delta,5,11}|$ 对应的 5 次谐波波峰、11 次谐波波谷处于相邻的槽和齿中线位置、齿中线的两侧、相邻的齿槽中线位置和槽中线的两侧 4 种情况^[13-16],分别如图 11(a)~11(d)所示,此时对应的峰谷齿槽中线关系可以表示为齿-峰-谷-槽、齿-峰-槽-谷-齿、槽-峰-谷-齿和齿-峰-槽-谷-齿。

正方向上第一次出现最小峰谷差 $\theta_{\Delta,5,11}$ 的位置满足图 11(c),如式(22)所示:

$$m_{com} \frac{2\pi}{24} < \frac{2\pi}{11} < \frac{\pi}{5} < (2m_{com} + 1) \frac{\pi}{Q} \quad (22)$$

式中: $2\pi m_{com}/24$ ($m_{com} = 0, 1, 2, 3 \dots Q$) 为 24 槽单元电机相对于槽中线位置的机械角度; $(2m_{com} + 1)\pi/Q$ 为 24 槽单元电机相对于齿中线位置的机械角度; $m_{com} = 2$ 时,不等式(22)成立。

当使用两组线圈匝数和绕组排布方式完全相同的 FSCW,可改变补偿绕组的轴线位置,并调整各次谐波合成磁动势在偏移后的轴线位置处的大小以及方向,实现谐波磁动势的抵消或叠加效果。以补偿绕组 24 槽 5 对极为例,只需要利用移相叠加补偿,便可使轴线位置处 11 对极和 5 对极谐波磁动势分别处于波峰和波谷位置^[17-19]。

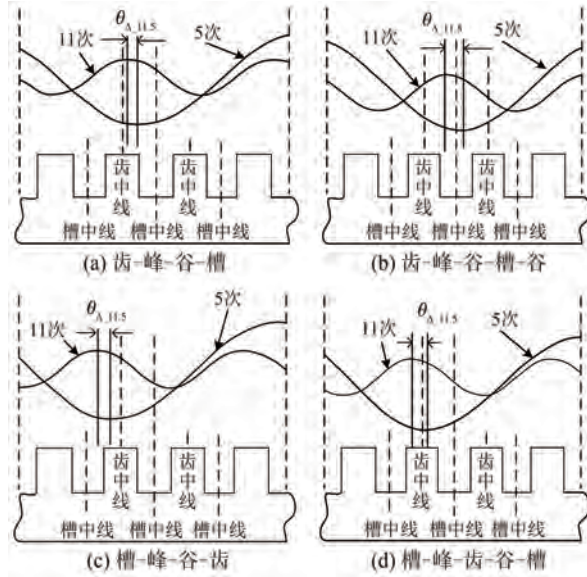


图 11 相绕组谐波脉振磁动势与单元电机齿槽中线相对位置

Fig. 11 Relative position of the harmonic pulsating magnetic potential of the phase windings to the center line of the tooth slot of the unit motor

设 5 对极补偿绕组 com1 的轴线位置为 $\theta_{\text{zero.com1}}$ 、com2 的轴线位置为 $\theta_{\text{zero.com2}}$, 由式(23)可知, 补偿绕组 com1 和 com2 的轴线位置之差为 $2m_{\text{com}}$ 个槽间距。若补偿绕组 com2 轴线超前于 com1 的轴线位置, 则对应的机械角度之差为

$$\theta_{\text{zero.com2}} - \theta_{\text{zero.com1}} = 2m_{\text{com}} \frac{2\pi}{24} \quad (23)$$

将两个补偿绕组的轴线位置进行叠加, 则移相法补偿绕组对应的轴线位置为

$$\theta_{\text{zero.com}} = \theta_{\text{zero.com1}} + m_{\text{com}} \frac{2\pi}{24} \quad (24)$$

采用移相法补偿绕组相绕组产生的 ν 次谐波合成磁动势在圆周上的分布可以表示为

$$F_{\text{m.com}\nu}(\theta, t) = 2F_{\text{cm}\nu} k_{d\nu}^{(1). \text{even}} \cos(\theta - \theta_{\text{zero}}) \cos \nu \left(m_{\text{com}} \frac{2\pi}{Q} \right) \quad (25)$$

如图 12 所示, 5 对极补偿绕组 com1 和 com2 的轴线位置 $\theta_{\text{zero.com1}}$ 和 $\theta_{\text{zero.com2}}$ 与移相法补偿绕组轴线位置 θ_{zero} 之差分别为 $\pi/6$ 和 $-\pi/6$, 移相法补偿绕组轴线位置处 11 次谐波和 5 次谐波分别处于波谷和波峰或反之, 故可在抑制 5 次谐波的情况下, 适当提升 11 次工作谐波。

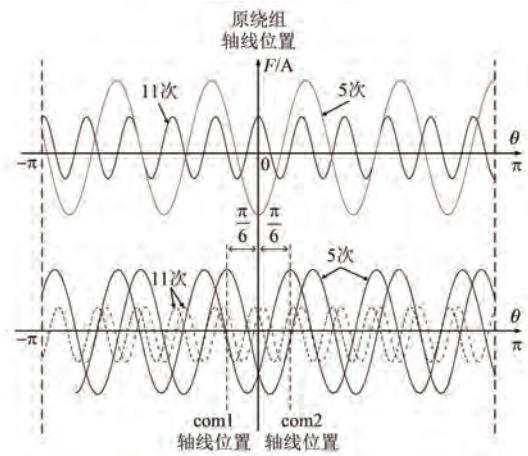


图 12 移相法补偿绕组 com1 和 com2 合成磁动势分布
Fig. 12 Synthetic magnetomotive force distribution of the phase-shift compensated windings com1 and com2

为使 5 次谐波完全抑制, 原绕组和移相法补偿绕组各相绕组合成磁动势均应满足:

$$|F_{\text{in.11.5}}(\theta, t)| = |F_{\text{in.com.5}}(\theta, t)| \quad (26)$$

式中: $F_{\text{in.11.5}}(\theta, t)$ 为原绕组按 11 对极排布下的 5 次谐波合成磁动势幅值; $F_{\text{in.com.5}}(\theta, t)$ 为移相法补偿绕组 5 次谐波合成磁动势幅值。

由于绕组线圈的匝数必须为整数, 因此当原绕组匝数固定且与补偿绕组串联时, 补偿绕组的匝数需取与其匝数比及原绕组匝数乘积最接近的整数。故式(26)应满足:

$$|F_{\text{in.11.5}}(\theta, t)| - |F_{\text{in.com.5}}(\theta, t)| \rightarrow 0 \quad (27)$$

当其他条件不变时, 三相绕组通入三相对称电流, 式(27)可以变换为原绕组和补偿绕组线圈匝数比 $k_{\text{com}\nu}$:

$$\frac{N_{\text{c.in}}}{N_{\text{c.com}}} = k_{\text{com}\nu} \frac{2k_{d5\nu}^{(1). \text{even}} \cos \nu \left(m_{\text{com}} \frac{2\pi}{24} \right)}{k_{d11\nu}^{(1). \text{even}}} \quad (28)$$

式中: $N_{\text{c.in}}$ 为原绕组线圈匝数; $N_{\text{c.com}}$ 为补偿绕组线圈匝数。

为便于理论计算, 取原绕组匝数为 100 匝, 代入式(28)可得补偿绕组的匝数为 5+5 匝, 原绕组和移相法补偿绕组排布方式及轴线位置如图 13 所示。

3 仿真分析

本文以一台定转子均采用 FSCW 的双转子异步电机为研究对象, 通过 Ansys Maxwell 构建有限元三维模型, 其参数如表 1 所示^[20-22]。

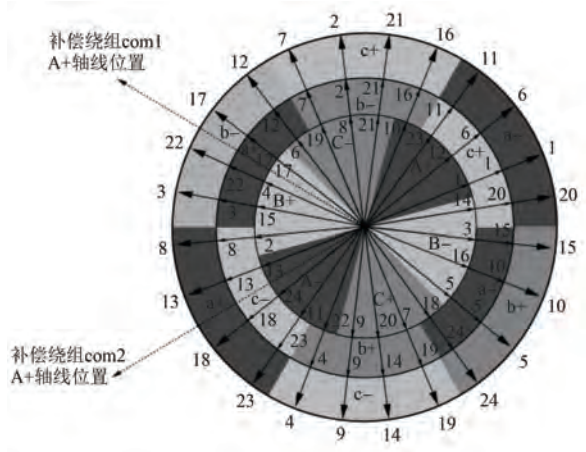


图 13 移相法补偿绕组磁动势星型图

Fig. 13 Star diagram of the magnetic potential of the compensated winding by the phase shift method

表 1 双转子异步电机参数

Tab. 1 The parameters of double rotor asynchronous motor

参数名称	参数值
1 号转子内、外半径/mm	100, 200
2 号转子内、外半径/mm	100, 200
定、转子轴向长度/mm	100, 70
定子内、外半径/mm	100, 200
定、转子原绕组线圈匝数	56, 56
定子槽数、主导极对数	18, 7/11
1 号转子槽数、主导极对数	15, 7/8
2 号转子槽数、主导极对数	24, 11/13
1, 2 号转子与定子间气隙长度/mm	1

3.1 气隙磁密频谱分析

对定子 18 槽、2 号转子 24 槽原绕组施加 50 Hz 三相对称激励,若在不改变补偿绕组相序条件下抑制 7 次谐波,需要对补偿绕组施加 BC 相序相反的三相对称激励。

由于偶数槽三相对称的 FSCW 产生的 $2k$ 和 $3k$ 次谐波磁动势相互抵消,且根据图 14 可知,针对 7 次谐波和 5 次谐波进行抑制的补偿绕组,对主导极 11 次工作谐波均有增强作用。采用直接补偿法抑制 7 次谐波,气隙处磁密所含的 7 次谐波减少了 79.78%, 11 次谐波增强了 2.39%; 采用移相补偿法抑制 5 次谐波,气隙处磁密所含的 5 次谐波磁密减少了 86.5%, 主导极 11 次工作谐波磁密增加了 0.88%^[23]。

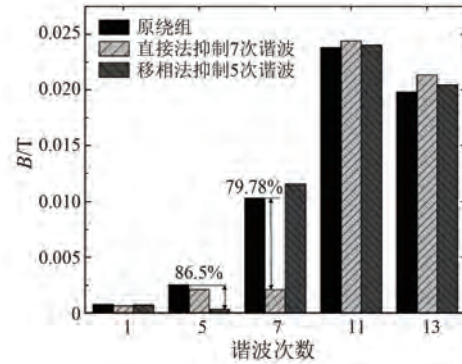


图 14 补偿绕组谐波抑制对比图

Fig. 14 Comparison chart of harmonic suppression of compensating windings

3.2 转子感应电动势分析

对 FSCW 双转子感应电机定子施加三相电流激励,并将转子转速差设置为 0.3 时,测量 24 槽转子侧不同绕线方式下的 A 相感应电动势,结果如图 15 所示^[24-25]。

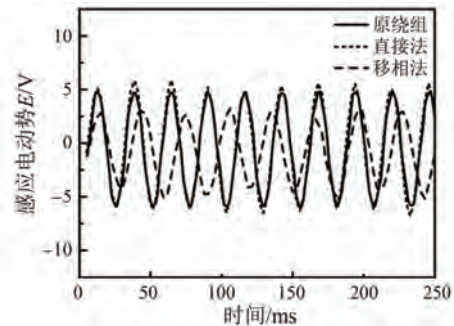


图 15 补偿前后感应电动势对比图

Fig. 15 Comparison of induced electromotive force before and after compensation

转子感应电动势角频率与定子激励角频率的关系为

$$\omega_r = \begin{cases} \omega_s \left[1 + \frac{(1-s)\nu}{p} \right], \nu = 1, 6k + 1 \\ \omega_s \left[1 - \frac{(1-s)\nu}{p} \right], \nu = 6k - 1 \end{cases} \quad (29)$$

对原绕组、用直接法和移相法添加补偿绕组后的转子感应电动势进行快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 频谱分析,结果如图 16 所示。取原绕组中转子感应电动势幅值最大的前 5 次谐波分量,依次为 53.18 Hz、34.09 Hz、72.27 Hz、15 Hz 和 91.364 Hz。

由图 16 可知,直接法对转子侧感应电动势影响最大的 7 次谐波分量有着显著的抑制效果,相

对于原绕组,移相法对 5 次谐波分量抑制效果达 55.8%。对于主导极次谐波及齿谐波,直接法导致 1 次、11 次、13 次谐波分量分别增加 10.8%、9.9%、15.8%,移相法导致 7 次、11 次、13 次谐波分量增加 9.1%、8.7%、10.5%。

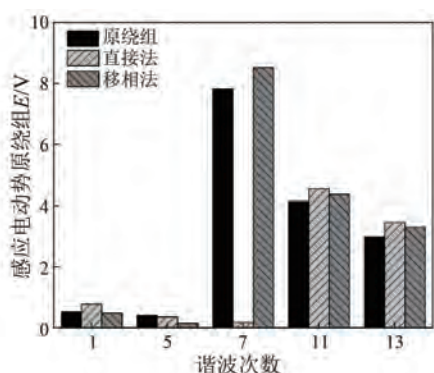


图 16 转子感应电动势谐波分析

Fig. 16 Harmonic analysis of rotor induced electromotive force

4 结语

本文以一台定子 18 槽、主导极 7 对极和 11 对极,1 号转子 15 槽、主导极 7 对极和 8 对极,2 号转子 24 槽、主导极 11 对极和 13 对极的 FSCW 感应电机为例,使用定义法和谐波合成法推导了适用于不同情况下分布系数的计算式,设计了直接补偿法和移相补偿法两种补偿绕组的方式,用于抑制非主导极次谐波,并通过理论与有限元仿真验证了这两种方法的有效性与可行性^[26-27]。通过研究,本文得出以下结论。

(1)定义法得出的分布系数计算式仅考虑了各次谐波磁动势相量幅值,未考虑相量角对分布系数的影响,适用于最优补偿的补偿绕组匝数计算;谐波合成法考虑了相量幅值及方向的影响,适用于峰谷情况的判断及磁动势计算。

(2)在轴线位置处,拟抑制的谐波与主导极对数次的谐波分别处于波峰和波谷或反之,可采用直接补偿法和移相补偿法抑制非主导极次谐波。分析表明,这两种方法可大幅消除拟抑制谐波磁动势分量,同时可适当的增强工作谐波磁动势分量。

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

王子刚进行了方案设计、内容总结与论文撰写,王子刚、吉薇进行了试验研究,骆皓、高阳和孙春阳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 Wang Zigang. The experiment was conducted by Wang Zigang and Ji Wei. The manuscript was revised by Luo Hao, Sun Chunyang and Gao Yang. All authors have read and approved the final version of the paper 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, 45(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, 45(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]. 5th 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 harmonics 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. Optimized design of excitation source parameters and magnetic field regulation characteristics of parallel dual-rotor hybrid self-excited magnet 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] 王培龙, 史黎明, 杜玉梅. 一种基于电磁耦合的储能驱动用新型双转子感应电机[J]. 中国电机工程学报. 2019, 39(17): 5216-5224+5302.
- WANG P L, SHI L M, DU Y M. A novel dual-rotor induction motor based on electromagnetic coupling applied for energy storage and driving [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(17): 5216-5224+5302.
- [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 magneto-dynamic potential of multilayer fractional slot centralized winding [J]. Electric Engineering, 2023, (5): 208-210+213.
- [18] 浦芸. 双转子永磁电机气隙谐波群设计与特性研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2022.
- PU Y. Design and characteristics research on airgap harmonic group of double-rotor permanent magnet motor [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2022.
- [19] 刘青松, 苗虹, 严晶铖, 等. 基于复合谐波电压 ADALINE 的永磁同步电机驱动系统谐波抑制策略研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2024, 38(8): 235-241.
- LIU Q S, MIAO H, YAN J C, et al. Research on harmonic suppression strategy in permanent magnet synchronous motor drive system based on composite harmonic voltage ADALINE [J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2024, 38(8): 235-241.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 许宇翔, 蔡志端, 雷能玮, 等. 基于混合式调制的矩阵变换器谐波抑制方法[J]. 电气工程学报, 2024, 19(3): 325-333.
- XU Y X, CAI Z D, LEI N W, et al. Hybrid modulation-based harmonic suppression method for a matrix converter [J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 19(3): 325-333.
- [24] 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. Electromagnetic vibration noise analysis of fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous generator [J]. Micromotors, 2023, 56(5): 6-12+18.
- [25] 王晓远, 李志明. 分数槽绕组永磁同步电机不平衡磁拉力的分析[J]. 微电机, 2013, 46(2): 9-12+54.
- WANG X Y, LI Z M. Analysis of unilateral magnetic force in permanent magnet synchronous machine with fractional-slot winding [J]. Micromotors, 2013, 46(2): 9-12+54.
- [26] WU X D, ZHANG H H, 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): 312-332.
- [27] 黄舒淳. 交流发电机分数槽绕组设计[J]. 电机技术, 2009, (6): 4-8.
- HUANG S C. Fractional slot winding design for AC generators [J]. Electrical Machinery Technology, 2009, (6): 4-8.

收稿日期:2024-12-25

收到修改稿日期:2025-03-31

作者简介:

王子刚(2001-), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机的设计及控制技术, 1658548676@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。