

分数槽集中绕组分布系数计算方法

骆 皓^{1,2}, 王子刚^{1*}, 吉 薇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)

Calculation Methods of Distribution Coefficients for Fractional-Slot Concentrated Windings

LUO Hao^{1,2}, WANG Zigang^{1*}, JI Wei¹

(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] This study aims to explore the efficiency and accuracy of distribution coefficient calculations for fractional-slot concentrated winding (FSCW) to further propose universally applicable calculation formulae.

[Methods] Focusing on the distribution coefficients of FSCW, three innovative methods for calculating the distribution coefficient were proposed and comprehensively compared. The definition method, based on the classical theory of winding coefficients, derived the calculation formula through Fourier decomposition and the fundamental definition of the distribution coefficient. The harmonic synthesis method, utilizing the superposition principle of spatial magnetomotive force vectors, established a vector superposition model in a multi-pole-pair coordinate system. The phasor synthesis method incorporated the concept of time-domain phasors into spatial harmonic analysis to develop a winding distribution characterization method in the complex domain. Using theoretical analysis and numerical calculations as the basis, combined with analysis of case studies, the principles, applicability, and calculation characteristics of each method were summarized. [Results] Precise calculations for three typical slot-pole combinations were conducted. The results showed that the numerical values obtained from all three calculation methods were identical.

[Conclusion] The definition method considers only the

harmonic magnetomotive force amplitudes, but fails to effectively analyze the peak and valley distribution of the synthesized magnetomotive force along the axis. The harmonic synthesis method and phasor synthesis method incorporate both the amplitude and direction of the synthesized magnetomotive force phasors, thereby making them suitable for accurately determining the peak and valley distributions in the synthesized magnetomotive force harmonic. Derived from different perspectives, the three methods provide three distinct calculation formulae applicable to various distribution coefficient calculations, providing a theoretical basis for optimizing the design of FSCW.

Key words: fractional-slot concentrated winding; distribution coefficients; winding optimized design; magnetomotive force

摘 要:【目的】旨在深入探索分数槽集中绕组(FSCW)分布系数计算过程中的高效性与准确性问题,进而提出具有统一适用性的分布系数计算式。【方法】本研究聚焦于FSCW的分布系数,在研究方法的构建上,创新性地提出并详细对比了3种分布系数的计算方法;定义法采用经典的绕组系数理论框架,通过傅里叶分解及分布系数的基本定义推算出计算式;谐波合成法则基于空间磁势矢量叠加原理,建立多极对数坐标系下的矢量叠加模型;相量合成法将时域相量概念引入空间谐波分析,构建了复数域内的绕组分布表征方法。以理论分析和数值计算作为基础,同时结合实际算例进行分析,归纳出不同方法的原理、适用范围以及计算特点。【结果】通过对3种不同槽极配合的典型实例展开精确计算,结果表明3种计算方法所得到的数值大小完全一致。【结论】定义法仅考虑各次谐波磁动势相量幅值大小,而无法对各次谐波合成磁动势在轴线位置的峰谷分布情况进行有效分析,谐波合成法和相量合成法不仅充分考虑了合成磁动势相量的幅

基金项目: 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);江苏省研究生科研与实践创新计划(SJCX24_1305)

Project supported by Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405); Jiangsu Postgraduate Research and Practice Innovation Program (SJCX24_1305)

值,还兼顾了其方向,因而能够用于准确判断各次谐波合成磁动势的峰谷情况。3 种方法从不同角度进行推导,得出 3 种不同计算式,适用于不同情况下的分布系数计算,为 FSCW 的优化设计提供了理论依据。

关键词: 分数槽集中绕组; 分布系数; 绕组优化设计; 磁动势

0 引言

分数槽集中绕组 (Fractional-Slot Concentrated Winding, FSCW) 凭借其诸多优势,如较高的功率密度、良好的电磁性能等,在现代电机设计与制造领域得到了广泛应用。

然而,准确计算其分布系数对于实现电机的高效运行与优化设计至关重要。分布系数作为衡量绕组磁场分布特性的关键参数,直接影响着电机的性能,包括转矩波动、谐波含量以及效率等多个方面。

在过往的研究中,针对 FSCW 分布系数的计算,虽然已经取得了一定的成果,但仍存在一些需解决的问题。一方面,部分计算方法在实际应用中可能面临效率低下的情况,无法满足复杂工程环境下快速计算的需求;另一方面,不同方法的准确性和适用范围存在差异,从而影响了电机设计的精确性和可靠性。

为了深入探索 FSCW 分布系数计算过程中的高效性与准确性问题,本文以 FSCW 的分布系数为研究对象,从不同的计算角度出发,提出并对比了定义法、谐波合成法和相量合成法 3 种计算方法,通过归纳其适用范围与计算特点,总结不同方法在绕组优化设计中的实际作用^[1-3]。不同计算方法各有优劣,合理选用对提高 FSCW 的性能设计具有重要意义。本研究为绕组分布系数的高效计算与应用提供了理论支持,并为电机的优化设计提供了新的思路^[4-12]。

1 基础理论

相邻两个齿上的绕组在对应齿中线上的磁动势之间的机械角度 $\theta_m = 2\pi/Q$, 其电角度 $\theta_e = 2p\pi/Q$ 。其中, Q 为电机槽数, p 为极对数。

在磁动势星形图中,按照指定正方向数齿号,定义 A+相带第 1 个齿的编号为 $n_{A+,cl}$, 则第 1 个

齿与正方向上相邻齿之间的齿号差为 n_p :

$$\frac{2p\pi n_p}{Q} - 2\pi k_{n_p} = \frac{2\pi}{Q} \quad (1)$$

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

对式(1)进行整理,可得:

$$n_p = \frac{k_{n_p} Q + 1}{p} \quad (2)$$

当槽极配合确定之后,就可以得出唯一确定的 n_p 。

FSCW 的单元电机有 3 种槽极配合,对于相数 m 为 3 的 FSCW 单元电机,3 种槽极配合可以进一步归纳为

$$\begin{cases} Q = 2p \pm 1 = 3(2k + 1) \\ Q = 2p \pm 2 = 12k \\ Q = 2p \pm 4 = 6(2k + 1) \end{cases} \quad (3)$$

式中: k 为非负整数。

3 种槽极配合下,槽数 $Q = 2p \pm 1$ 时,每相所占的齿数为 Q/m ,此时同一相的正负相带所占齿数不等,正相带所占的齿数为 $1/2(Q/m+1)$,负相带所占的齿数为 $1/2(Q/m-1)$ 。FSCW 的极对数满足 $p = (Q \pm 1)/2$,绕组分别按照极对数 p 为 $(Q+1)/2$ 和 $(Q-1)/2$ 的顺序绕制,具有相同的磁动势排布,且两种情况下磁动势星形图的排布关于第 1 个齿对称,仅绕制方向相反^[13-15]。当 Q 为奇数时,各相带的齿号排布如式(4)所示:

$$\begin{cases} n_{A+}^{(1)} = n_{A+,cl} + [k_{A+}^{(1)} - 1] n_p - kQ \\ n_{A-}^{(1)} = n_{A+,cl} + \left[k_{A-}^{(1)} + \frac{1+Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \\ n_{B+}^{(1)} = n_{A+,cl} + \frac{Q}{m} + [k_{B+}^{(1)} - 1] n_p - kQ \\ n_{B-}^{(1)} = n_{A+,cl} + \frac{Q}{m} + \left[k_{B-}^{(1)} + \frac{1+Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \\ n_{C+}^{(1)} = n_{A+,cl} + \frac{2Q}{m} + [k_{C+}^{(1)} - 1] n_p - kQ \\ n_{C-}^{(1)} = n_{A+,cl} + \frac{2Q}{m} + \left[k_{C-}^{(1)} + \frac{1+Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} k_{A+}^{(1)}, k_{B+}^{(1)}, k_{C+}^{(1)} = 1, 2, 3, \dots, \frac{Q+m}{2m} \\ k_{A-}^{(1)}, k_{B-}^{(1)}, k_{C-}^{(1)} = 1, 2, 3, \dots, \frac{Q-m}{2m} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $n_{A+}^{(1)}$ 、 $n_{B+}^{(1)}$ 、 $n_{C+}^{(1)}$ 分别为 A+、B+、C+相带所占的齿号; $n_{A-}^{(1)}$ 、 $n_{B-}^{(1)}$ 、 $n_{C-}^{(1)}$ 分别为 A-、B-、C-相带所占的齿号; $n_{A+,c1}$ 为 A+相带第 1 个齿号; $n_{A+}^{(1)}$ 、 $n_{B+}^{(1)}$ 、 $n_{C+}^{(1)}$ 、 $n_{A-}^{(1)}$ 、 $n_{B-}^{(1)}$ 和 $n_{C-}^{(1)}$ 均在区间 $[0, Q]$ 内。

当 $Q=2p\pm 2$ 或 $Q=2p\pm 4$ 时,槽数均为偶数,每相所占的齿数均为 Q/m ,每相所占的扇区角度为 $2\pi/m$ 。这两种槽极配合下的齿号分布相同,同一相的正负相带所占齿数相等,正负相带所占的齿数均为 $Q/2m$ 。

故当 Q 为偶数时,各个相带的齿号排布如式(6)所示:

$$\begin{cases} n_{A+}^{(2)} = n_{A+,c1} + [k_{A+}^{(2)} - 1] n_p - kQ \\ n_{A-}^{(2)} = n_{A+,c1} + \left[k_{A-}^{(2)} + \frac{Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \\ n_{B+}^{(2)} = n_{A+,c1} + \frac{Q}{m} + [k_{B+}^{(2)} - 1] n_p - kQ \\ n_{B-}^{(2)} = n_{A+,c1} + \frac{Q}{m} + \left[k_{B-}^{(2)} + \frac{Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \\ n_{C+}^{(2)} = n_{A+,c1} + \frac{2Q}{m} + [k_{C+}^{(2)} - 1] n_p - kQ \\ n_{C-}^{(2)} = n_{A+,c1} + \frac{2Q}{m} + \left[k_{C-}^{(2)} + \frac{Q}{2} - 1 \right] n_p - kQ \\ k_{A+}^{(2)}, k_{B+}^{(2)}, k_{C+}^{(2)}, k_{A-}^{(2)}, k_{B-}^{(2)}, k_{C-}^{(2)} = 1, 2, 3, \dots, \frac{Q}{2m} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $n_{A+}^{(2)}$ 、 $n_{B+}^{(2)}$ 、 $n_{C+}^{(2)}$ 分别为 A+、B+、C+相带所占的齿号; $n_{A-}^{(2)}$ 、 $n_{B-}^{(2)}$ 、 $n_{C-}^{(2)}$ 分别为 A-、B-、C-相带所占的齿号; $n_{A+}^{(2)}$ 、 $n_{B+}^{(2)}$ 、 $n_{C+}^{(2)}$ 、 $n_{A-}^{(2)}$ 、 $n_{B-}^{(2)}$ 和 $n_{C-}^{(2)}$ 均在区间 $[0, Q]$ 内。

2 分布系数的计算

2.1 定义法

绕组分布系数定义为单相磁动势的相量和占单相磁动势代数之和的比例。

(1) 奇数槽

对于奇数槽 FSCW,正相带所占齿槽数为 $(Q+m)/2m$,负相带所占齿槽数为 $(Q-m)/2m$,对应产生的磁动势相量的数量分别为 $(Q+m)/2m$ 和 $(Q-m)/2m$ 。

奇数槽相绕组等效相量图如图 1 所示。时间 t 等于 $2k\omega\pi/\omega$ 时,正相带单个齿绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量分别表示为 $F_{p,\nu[1]}$, $F_{p,\nu[3]}$, $\dots$,

$F_{p,\nu[(Q-m+1)/m]}$,负相带单个齿绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量分别表示为 $-F_{p,\nu[2]}$, $-F_{p,\nu[4]}$, $\dots$, $-F_{p,\nu[(Q-1)/m]}$,且各绕组 ν 次谐波磁动势相量的大小均相等,如式(7)所示:

$$F_{p,\nu[1]} = F_{p,\nu[2]} = F_{p,\nu[3]} = \dots = F_{p,\nu[(Q-1)/m]} = F_{p,\nu[(Q-m+1)/m]} = F_{cm,\nu} \quad (7)$$

$$F_{cm,\nu} = \frac{2\sqrt{2}N_c I_c}{\nu\pi} \sin\left(\frac{\nu\pi}{Q}\right) \quad (8)$$

式中: N_c 为绕组匝数; I_c 为电流有效值。

ν 次谐波合成磁动势 $F_{mc,p,\nu}$ 为

$$F_{mc,p,\nu} = F_{p,\nu[1]} + F_{p,\nu[2]} + F_{p,\nu[3]} + \dots + F_{p,\nu[(Q-1)/m]} + F_{p,\nu[(Q-m+1)/m]} \quad (9)$$

图 1 中,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 $F_{p,\nu[1]}$ 和 $F_{p,\nu[3]}$ 对应的齿号之差为 n_p ,所对应的电角度差为

$$\theta_{p,\nu}^{(1)} = \frac{2\nu\pi n_p}{Q} \quad (10)$$

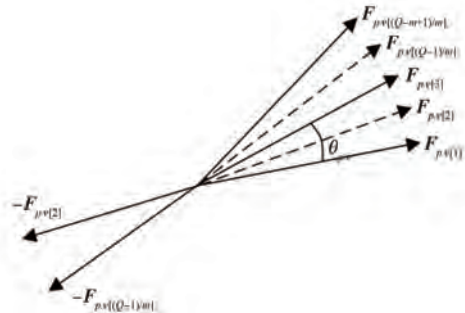


图 1 奇数槽相绕组等效相量图

Fig. 1 Equivalent phasor diagram of phase windings with odd-numbered slots

奇数槽相绕组合成示意图如图 2 所示。将 $\theta_{p,\nu}^{(1)}$ 折算到圆周平面 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度 $\alpha_{p,\nu}^{(1)}$ 为

$$\alpha_{p,\nu}^{(1)} = \frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2\pi k \quad (11)$$

式中: $\alpha_{p,\nu}^{(1)}$ 满足 $0 \leq \alpha_{p,\nu}^{(1)} \leq 2\pi$ 。

图 2 中,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 $F_{p,\nu[1]}$ 与相邻负相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量 $F_{p,\nu[2]}$ 对应的电角度折算到圆周平面 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度为 $\alpha_{p,\nu}^{(1)}/2$ 。

由图 2 可知,相绕组合成磁动势 $F_{mc,p,\nu}$ 的大小可以表示为

$$F_{mc-p, \nu} = \frac{1}{2} L \sin \left[\frac{q^{(1)} \alpha_{p, \nu}^{(1)}}{4} \right] \quad (12)$$

式中: L 为各绕组磁动势相量所对应的圆周半径;
 $q^{(1)} = Q/m$ 为每相所占的槽数。

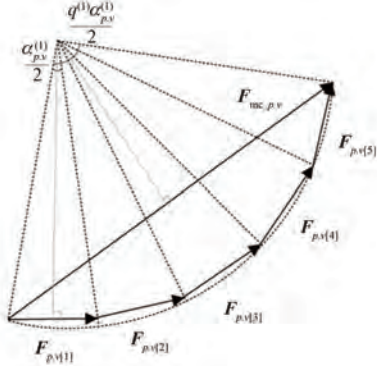


图 2 奇数槽相绕组合成示意图

Fig. 2 Schematic diagram of phase winding synthesis with odd-numbered slots

单个齿上绕组磁动势 $F_{p, \nu[1]}$ 的大小可表示为

$$F_{p, \nu[1]} = \frac{1}{2} L \sin \left[\frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{4} \right] \quad (13)$$

由于使用代数法时仅考虑了相量幅值大小, 未考虑相量角对分布系数的影响, 则奇数槽 FSCW 分布系数 $k_{d-p, \nu}^{(1), \text{odd}}$ 可表示为

$$k_{d-p, \nu}^{(1), \text{odd}} = \left| \frac{F_{mc-p, \nu}}{q^{(1)} F_{p, \nu[1]}} \right| = \left| \frac{\sin \left[q^{(1)} \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{4} \right]}{q^{(1)} \sin \left[\frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{4} \right]} \right| \quad (14)$$

(2) 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 $Q/2m$, 对应产生的磁动势相量的数量为 $Q/2m$ 。

偶数槽相绕组等效相量图如图 3 所示。按照 p 对极绕制的 FSCW 正相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量分别为 $F_{p, \nu[1]}, F_{p, \nu[2]}, \dots, F_{p, \nu[Q/2m]}$, 负相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量分别为 $-F_{p, \nu[1+Q/2m]}, -F_{p, \nu[2+Q/2m]}, \dots, -F_{p, \nu[Q/m]}$, 且各绕组 ν 次谐波磁动势相量的大小均相等。正、负相带 ν 次谐波合成磁动势 $F_{mc+p, \nu}$ 和 $F_{mc-p, \nu}$ 分别为

$$\begin{aligned} F_{mc+p, \nu} &= F_{p, \nu[1]} + F_{p, \nu[2]} + \dots + F_{p, \nu[Q/2m]} \\ F_{mc-p, \nu} &= F_{p, \nu[1+Q/2m]} + F_{p, \nu[2+Q/2m]} + \dots + F_{p, \nu[Q/m]} \end{aligned} \quad (15)$$

正相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量与所对应的负相带绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量大小相等、方向相反, 如式 (16) 所示:

$$F_{p, \nu[l]} = -F_{p, \nu[l+Q/2m]} \quad (16)$$

式中: $l=0, 1, 2, \dots, Q/2m$ 。

同理, 正、负相带合成磁动势相量大小相等、方向相反, 如式 (17) 所示:

$$F_{mc+p, \nu} = -F_{mc-p, \nu} \quad (17)$$

因此, 正、负相带绕组对应的分布系数相同。

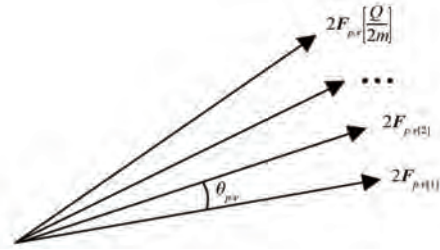


图 3 偶数槽相绕组等效相量图

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

图 3 中, $F_{p, \nu[1]}$ 和 $F_{p, \nu[2]}$ 对应的齿号之差为 n_p , 所对应的电角度差 $\theta_{p, \nu}^{(2)}$ 与 $\theta_{p, \nu}^{(1)}$ 相同, 如式 (18) 所示:

$$\theta_{p, \nu}^{(2)} = \frac{2\nu\pi n_p}{Q} \quad (18)$$

将式 (18) 中 $\theta_{p, \nu}^{(2)}$ 折算到圆周平面 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度 $\alpha_{p, \nu}^{(2)}$ 与 $\alpha_{p, \nu}^{(1)}$ 相同, 如式 (19) 所示:

$$\alpha_{p, \nu}^{(2)} = \frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2\pi k \quad (19)$$

式中: $0 \leq \alpha_{p, \nu}^{(2)} \leq 2\pi$ 成立。

将负相带绕组磁动势等效到正相带, 如图 4

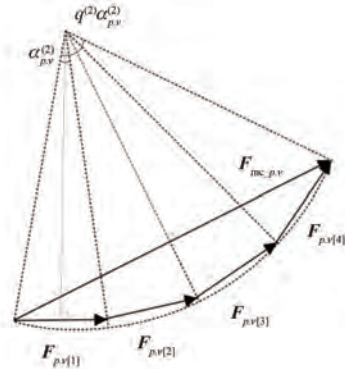


图 4 偶数槽相绕组合成相量图

Fig. 4 Synthesized phasor diagram of phase windings with even-numbered slots

所示。由图 4 可知,相绕组合成磁动势 $F_{mc,p,\nu}$ 的大小可表示为

$$F_{mc,p,\nu} = 2L \sin \left[\frac{q^{(2)} \alpha_{p,\nu}^{(2)}}{4} \right] \quad (20)$$

单个齿上绕组磁动势 $F_{p,\nu[1]}$ 可表示为

$$F_{p,\nu[1]} = 2L \sin \left[\frac{\alpha_{p,\nu}^{(2)}}{2} \right] \quad (21)$$

由于使用定义法时仅考虑了各次谐波磁动势相量幅值大小,未考虑相量角对分布系数的影响,无法分析各次谐波合成磁动势在轴线位置的峰谷分布情况,故偶数槽 FSCW 分布系数 $k_{d,p,\nu}^{(1),\text{even}}$ 可表示为

$$k_{d,p,\nu}^{(2),\text{even}} = \left| \frac{2 \sin \left[\frac{q^{(2)} \alpha_{p,\nu}^{(2)}}{4} \right]}{q^{(2)} \sin \left[\frac{\alpha_{p,\nu}^{(2)}}{2} \right]} \right| \quad (22)$$

式中: $q^{(2)} = \frac{Q}{m}$ 为每相所占的槽数。

2.2 谐波合成法

(1) 偶数槽

偶数槽谐波合成法示意图如图 5 所示。

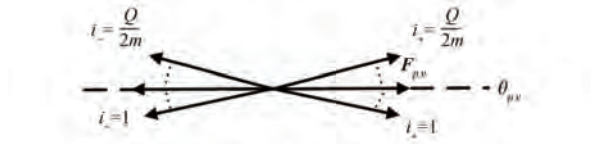


图 5 偶数槽谐波合成法示意图

Fig. 5 Schematic diagram of harmonic synthesis method for even-number slots

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

$$F_{s,p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i_+=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} (i_+ - 1) \right] \right\} - \sum_{i_-=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} \left(\frac{Q}{2} + i_- - 1 \right) \right] \right\} \right\} \quad (23)$$

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

$$k_{d,p,\nu}^{\text{even}} = \frac{F_{s,p,\nu}(\theta_{p,\nu})}{\frac{Q}{m} F_{p,\nu}} \quad (24)$$

整理式 (24) 可得:

$$\begin{cases} k_{d,p,\nu}^{\text{even}} = \frac{2m}{Q} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{m}} \cos \left\{ \nu \left[\theta - \frac{2p\pi}{Q} [n_p(i-1) - k_{n_p} Q] \right] \right\} \\ 0 \leq n_p(i-1) - k_{n_p} Q \leq Q \end{cases} \quad (25)$$

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。

(2) 奇数槽

对于奇数槽 FSCW, 当齿槽数满足 $Q = m(4k+1)$, $k=1, 2, 3 \dots$ 时, 正相带所占齿槽数为 $(Q+m)/2m$, 负相带所占齿槽数为 $(Q-m)/2m$ 。谐波合成法奇数槽示意图 (1) 如图 6 所示。

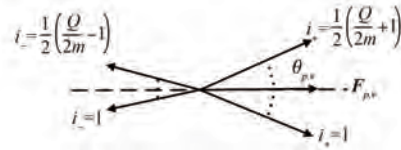


图 6 谐波合成法奇数槽示意图 (1)

Fig. 6 Schematic diagram of harmonic synthesis method for odd-numbered slots (1)

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 $F_{s,p,\nu}(\theta_{p,\nu})$ 的大小可表示为

$$F_{s,p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i_+=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}+1)} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} (i_+ - 1) \right] \right\} - \sum_{i_-=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}-1)} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} \left(\frac{Q+1}{2} + i_- - 1 \right) \right] \right\} \right\} \quad (26)$$

谐波合成法奇数槽示意图 (2) 如图 7 所示。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

$$F_{s,p,\nu}(\theta_{p,\nu}) = F_{p,\nu} \left\{ \sum_{i_+=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}+1)} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} (i_+ - 1) \right] \right\} - \sum_{i_-=1}^{\frac{1}{2}(\frac{Q}{m}-1)} \cos \left\{ \nu \left[\theta_{p,\nu} - \frac{2p\pi n_p}{Q} \left(\frac{Q-1}{2} + i_- - 1 \right) \right] \right\} \right\} \quad (27)$$

式 (27) 可化简为

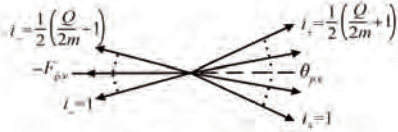


图 7 谐波合成法奇数槽示意图 (2)

Fig. 7 Schematic diagram of harmonic synthesis method for odd-numbered slots (2)

$$F_{s,p,v}(\theta_{p,v}) = F_{p,v} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{m}} \cos \left\{ \nu \left(\theta - \frac{\pi}{Q} [n_p(i-1) - k_{np}Q] \right) \right\} \quad (28)$$

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

$$k_{d,p,v}^{\text{odd}} = \frac{F_{s,p,v}(\theta_{p,v})}{\frac{Q}{m} F_{p,v}} \quad (29)$$

整理式 (29) 可得:

$$\left\{ k_{d,p,v}^{\text{odd}} = \frac{m}{Q} \sum_{i=1}^{\frac{Q}{m}} \cos \left\{ \nu \left(\theta - \frac{p\pi}{Q} [n_p(i-1) - k_{np}Q] \right) \right\} \right\} \quad (30)$$

$$0 \leq n_p(i-1) - k_{np}Q \leq Q$$

谐波合成法利用齿间电角度的定义, 先将每个齿上的磁动势映射到轴线位置处, 再综合考虑磁动势的方向, 所以该方法推导出的分布系数计算式可以用于判断谐波磁动势的峰谷情况。若 $k_{d,p,v}^{\text{odd}} > 0$, 则表示奇数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波在轴线位置处处于波峰; $k_{d,p,v}^{\text{odd}} < 0$, 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^[16-20]。

2.3 相量合成法

FSCW 某一相绕组中各个齿绕组所产生的 ν 次谐波磁动势相量均关于相绕组 ν 次谐波合成磁动势相量对应的轴线位置对称。对于三相单元电机, 1 号齿中线位置对应的角度为 0° , 相绕组轴线位置对应的机械角度为 $\theta_{\text{mech}, p\nu}$, 其余两相的相绕组轴线位置对应的机械角度可表示为 $\theta_{\text{mech}, p\nu} + 2\pi/3$ 和 $\theta_{\text{mech}, p\nu} + 4\pi/3$ 。相量合成法奇数槽相绕组磁动势相量图如图 8 所示。

当齿槽关系为 $Q=2p\pm 1$ 时, 相绕组正相带所占的齿数为 $(Q+m)/2m$, 负相带所占的齿数为 $(Q-m)/2m$, 轴线位置对应的齿号为 $n_{A+, c1} +$

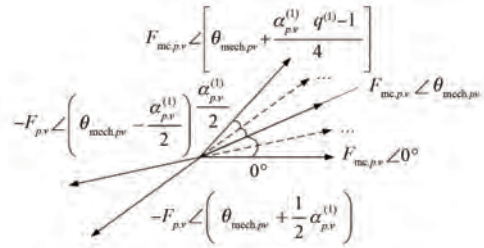


图 8 相量合成法奇数槽相绕组磁动势相量图

Fig. 8 Phasor diagram of magnetomotive force for phase windings with odd-numbered slots using phasor synthesis method

$(Q-m)n_p/4m-kQ$ 。

图 8 中, 经相量合成之后, 正、负相带各齿绕组合成磁动势相量可分别表示为式 (31)、式 (32):

$$F_{\text{mc}, p, \nu} \angle \theta_{\text{mech}, p\nu+} = F_{p, \nu} \angle \theta_{\text{mech}, p\nu+} + F_{p, \nu} \angle \left(\theta_{\text{mech}, p\nu} + \frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi \right) + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{\text{mech}, p\nu} + \frac{\frac{Q+m}{2m} - 1}{2} \times \left(\frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi \right) \right] + F_{p, \nu} \angle \left(\theta_{\text{mech}, p\nu} - \frac{2\nu\pi n_p}{Q} + 2k\pi \right) + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{\text{mech}, p\nu} - \frac{\frac{Q+m}{2m} - 1}{2} \times \left(\frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi \right) \right] \quad (31)$$

$$F_{\text{mc}, p, \nu} \angle \theta_{\text{mech}, p\nu-} = F_{p, \nu} \angle \left(\theta_{\text{mech}, p\nu} + \pi + \frac{\pi}{Q} \right) + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{\text{mech}, p\nu} + \pi + \frac{\pi}{Q} + \left(\frac{\frac{Q-m}{2m}}{2} - 1 \right) \times \left(\frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi \right) \right] + F_{p, \nu} \angle \left(\theta_{\text{mech}, p\nu} + \pi - \frac{\pi}{Q} \right) + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{\text{mech}, p\nu} + \pi - \frac{\pi}{Q} + \left(\frac{\frac{Q-m}{2m}}{2} - 1 \right) \times \left(\frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi \right) \right] \quad (32)$$

再将正、负相带相量合成,可得:

$$\begin{aligned} F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + \\ F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + \\ F_{p, \nu} \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(Q-1)} &\left\{ 1 \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + i \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] + \right. \\ &\left. 1 \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - i \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (33)$$

将式(33)变换为复数形式,则:

$$\begin{aligned} F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + \\ F_{p, \nu} \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(Q-1)} &\left\{ \cos \left[\theta_{mech, p\nu} + l_1 \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] + \right. \\ \cos \left[\theta_{mech, p\nu} - l_1 \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] &+ j \sin \left[\theta_{mech, p\nu} + l_1 \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] + \\ &\left. j \sin \left[\theta_{mech, p\nu} - l_1 \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (34)$$

进一步整理式(34)后可得:

$$\begin{aligned} F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + \\ 2F_{p, \nu} \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(Q-1)} &\cos \left[i \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] \cdot \\ (\cos \theta_{mech, p\nu} &+ j \sin \theta_{mech, p\nu}) \end{aligned} \quad (35)$$

根据分布系数的定义,奇数槽 FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波的分布系数可表示为

$$\begin{aligned} k_{q\nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= \frac{F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu}}{\frac{Q}{m} F_{cm, \nu}} = \frac{m}{Q} \angle \theta_{mech, p\nu} + \\ \frac{m}{Q} \sum_{i=1}^{\frac{1}{2}(Q-1)} &\left\{ 1 \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + i \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] + \right. \\ &\left. 1 \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - i \frac{\alpha_{p, \nu}^{(1)}}{2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (36)$$

对于偶数槽 FSCW,当齿槽数满足关系 $Q = 2p \pm 2$,相绕组正、负相带所占的齿槽数均为 $Q/2m$,轴线位于第 $Q/4m$ 个齿和第 $Q/4m+1$ 个齿中线的中间。该轴线位置位于 $n_{A+, cl} + Qn_p/4m - kQ$ 和 $n_{A+, cl} + (Q/4m+1)n_p - kQ$ 之间,轴线位置对应的机械角度与相邻磁动势相量的机械角度差为 $\theta_{mech, p\nu}/2$ 。相量合成法偶数槽相绕组磁动势相量图如图 9 所示。

图 9 中,经相量合成之后,各齿绕组合成磁动势相量可表示为

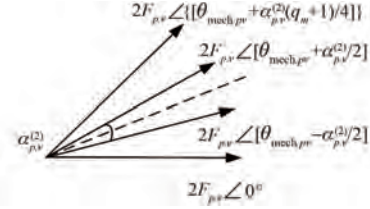


图 9 相量合成法偶数槽相绕组磁动势相量图
Fig. 9 Phasor diagram of magnetomotive force for phase windings with even-numbered slots using phasor synthesis method

$$\begin{aligned} F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= \\ \left\{ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \right. \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &+ \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &- \\ \left\{ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi + \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \right. \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &+ \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi + \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \\ F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &\left. \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

式中: $\alpha_{p, \nu}^{(2)}/2$ 为轴线位置和紧邻的磁动势相量的夹角。

由于偶数槽 FSCW 正、负相带各绕组产生的 ν 次谐波磁动势相量以及 ν 次谐波合成磁动势相量大小相等、方向相反,因此,整理式(37)后可得:

$$\begin{aligned} F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} &= \\ 2F_{p, \nu} \left\{ \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \right. \\ \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &+ \\ \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] + \dots + \\ \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(2)} \right] &\left. \right\} \end{aligned} \quad (38)$$

整理式(38)可得:

$$F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = 4F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} \sum_{i=0}^{\left(\frac{Q}{4m}-1\right)} \left\{ \cos \left[\frac{(1+2i)\alpha_{p, \nu}^{(2)}}{2} \right] \right\} \quad (39)$$

当槽数满足 $Q=2p\pm 2$ 时, FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波的分布系数可表示为

$$k_{q\nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = \frac{F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu}}{\frac{Q}{m} F_{cm, \nu}} = \frac{m}{Q} \angle \theta_{mech, p\nu} \sum_{i=0}^{\left(\frac{Q}{4m}-1\right)} \left\{ \cos \left[\frac{(1+2i)\alpha_{p, \nu}^{(2)}}{2} \right] \right\} \quad (40)$$

对于偶数槽 FSCW, 当齿槽数满足 $Q=2p\pm 2$ 时, 该轴线位置处对应的齿号为 $n_{A+, c1} + n_p(Q-2m)/4m - kQ$ 。

如图 9 所示, 经相量合成之后, 一相中各齿绕组合成磁动势相量可分别表示为

$$F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = F_{p, \nu} \left\{ \angle \theta_{mech, p\nu} + \angle [\theta_{mech, p\nu} + \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] + \angle [\theta_{mech, p\nu} - \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] \right\} - F_{p, \nu} \left\{ \angle (\theta_{mech, p\nu} + \pi) + \angle [\theta_{mech, p\nu} + \pi + \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] + \angle [\theta_{mech, p\nu} + \pi - \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \pi - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] \right\} \quad (41)$$

式中: $\alpha_{p, \nu}^{(3)} = \frac{2\nu\pi n_p}{Q} - 2k\pi$ 为相绕组正相带相邻两个齿之间的电角度差折算到机械角度 $[0, 2\pi]$ 后对应的角度值。

整理式(41), 可得:

$$F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = 2 \left\{ F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + F_{p, \nu} \angle [\theta_{mech, p\nu} + \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} + \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] + \right.$$

$$F_{p, \nu} \angle [\theta_{mech, p\nu} - \alpha_{p, \nu}^{(3)}] + \dots + F_{p, \nu} \angle \left[\theta_{mech, p\nu} - \frac{1}{2} \left(\frac{Q}{2m} - 1 \right) \alpha_{p, \nu}^{(3)} \right] \left. \right\} \quad (42)$$

进一步整理式(42), 可得:

$$F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = 2F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} + 4F_{p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu} \sum_{i=1}^{\left(\frac{Q}{4m}-\frac{1}{2}\right)} \cos[i\alpha_{p, \nu}^{(3)}] \quad (43)$$

当槽数满足 $Q=2p\pm 4$ 时, FSCW Q 槽 p 对极 ν 次谐波的分布系数可表示为

$$k_{q\nu} \angle \theta_{mech, p\nu} = \frac{F_{mc, p, \nu} \angle \theta_{mech, p\nu}}{\frac{Q}{m} F_{cm, \nu}} = \frac{2m}{Q} \angle \theta_{mech, p\nu} + \frac{4m}{Q} \angle \theta_{mech, p\nu} \sum_{i=1}^{\left(\frac{Q}{4m}-\frac{1}{2}\right)} \cos[i\alpha_{p, \nu}^{(3)}] \quad (44)$$

采用相量合成法时, 将各齿上的磁动势直接看成简单的相量合成, 由于齿槽分布的对称性, 合成后的磁动势相量正好位于轴线上。该方法考虑了合成磁动势相量的幅值及方向, 当分布系数的数值为负时, 该次谐波合成磁动势在轴线位置处于波谷; 当分布系数为正时, 该次谐波合成磁动势在轴线位置处于波峰^[21-26]。

3 实例计算

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 双转子感应电机为例, 计算不同极槽配合下的分布系数, 结果如表 1~表 3 所示。

表 1 24 槽 11 对极排布下不同次谐波的分布系数

Tab. 1 Distribution coefficients of different harmonics under 24-slot, 11-pole-pair arrangement

谐波次数	定义法	谐波合成法	相量合成法
1	0.126 1	0.126 1	0.126 1
5	0.157 6	0.157 6	0.157 6
7	0.205 3	0.205 3	0.205 3
11	0.957 5	0.957 5	0.957 5
13	0.957 5	-0.957 5	-0.957 5
17	0.205 3	-0.205 3	-0.205 3
19	0.157 6	-0.157 6	-0.157 6
23	0.126 1	-0.126 1	-0.126 1

表 2 15 槽 7 对极排布下不同次谐波的分布系数
Tab.2 Distribution coefficients of different harmonics under 15-slot, 7-pole-pair arrangement

谐波次数	定义法	谐波合成法	相量合成法
1	0.102 2	0.102 2	0.102 2
2	0.109 5	-0.109 5	-0.109 5
4	0.149 4	-0.149 4	-0.149 4
5	0.2	0.2	0.2
7	0.957	0.957	0.957
8	0.174 2	0.174 2	0.174 2
10	0.2	-0.2	-0.2
11	0.233 0	-0.233 0	-0.233 0
13	0.109 5	0.109 5	0.109 5
14	0.833 1	0.833 1	0.833 1

表 3 9 槽 4 对极排布下不同次谐波的分布系数
Tab.3 Distribution coefficients of different harmonics under 9-slot, 4-pole-pair arrangement

谐波次数	定义法	谐波合成法	相量合成法
1	0.177 4	-0.177 4	-0.177 4
2	0.217 6	0.217 6	0.217 6
4	0.959 8	0.959 8	0.959 8
5	0.293 1	-0.293 1	-0.293 1
7	0.449 1	0.449 1	0.449 1
8	0.844 0	0.844 0	0.844 0

由表 1、表 2 和表 3 可知,3 种方法所得分布系数数值相等,但定义法无法判断分布系数正负。

4 结语

本文围绕 FSCW 的分布系数展开研究,提出并比较了 3 种分布系数的计算方法。通过理论分析与数值计算,结合实例验证,深入探讨了不同方法在原理、适用范围及计算特点上的差异,为分布系数的高效、准确计算提供了系统性的指导。研究表明,分布系数是影响电机性能的重要参数,其精确计算对提升电机效率、优化电磁设计以及抑制谐波影响具有重要意义。同时,本文为 FSCW 的优化设计提供了理论依据,具有一定的工程实用价值。未来的研究可进一步结合现代计算技术和智能优化算法,探索更加快速、适用性更广的分布系数计算方法,并将其应用于新型电机设计与性能分析中,以适应电机领域快速发展的需求。

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 reviewed and revised by Luo Hao. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

- [1] 任明洋, 骆皓, 朱坤硕, 等. 基于空间极对数宽频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.
- [2] 莫会成. 分数槽绕组与永磁无刷电动机[J]. 微电机, 2007, 40(11): 39-42+81.
MO H C. Fractional-slot winding and PM brushless motor [J]. Micromotors, 2007, 40(11): 39-42+81.
- [3] 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.
- [4] 田园园, 莫会成. FSCW 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] 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.
- [6] 高阳, 骆皓, 肖一凡, 等. 基于空间多分量极对数磁场耦合的分数槽集中绕组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.
- [7] 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.
- [8] 汤蕴璆. 电机学[M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- TANG Y Q. *Electric Machinery* [M]. 4th ed. Beijing: Machinery Industry Press, 2014.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 翟长春, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组双馈感应电机电磁特性分析[J]. *微电机*, 2023, 56(1): 18-23+28.
- ZHAI C C, LUO H, WU G, et al. Analysis of electromagnetic characteristics of fractional slot concentrative winding doubly-fed induction motor [J]. *Micromotors*, 2023, 56(1): 18-23+28.
- [12] 周冰瑜, 骆皓, 翟长春, 等. 基于定转子分数槽集中绕组的双馈感应电机感应电压仿真分析[J]. *电工技术*, 2022, (11): 16-20+24.
- ZHOU B Y, LUO H, ZHAI C C, et al. Simulation analysis of induced voltage of doubly fed induction motor based on fractional slot concentrated winding of stator and rotor [J]. *Electric Engineering*, 2022, (11): 16-20+24.
- [13] 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.
- [14] 陈益广. 分数槽集中绕组永磁同步电机的电感计算[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(3): 119-124.
- CHEN Y G. Inductance calculation of permanent magnet synchronous machines with fractional-slot concentrated winding [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(3): 119-124.
- [15] 李华, 杨湘江. 非整数次谐波涉及的三角函数的正交性探讨[J]. *电测与仪表*, 2010, 47(1): 5-8.
- LI H, YANG X J. Discussion on the integral characteristics of trigonometric function relative to harmonics with non-integer orders [J]. *Electrical Measurement and Instrumentation*, 2010, 47(1): 5-8.
- [16] 陈滇斐, 汤俊, 马宏忠, 等. 星-三角接法的多层绕组分数槽永磁电机谐波磁动势分析[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(17): 6060-6071.
- CHEN Z F, TANG J, MA H Z, et al. Harmonic magnetomotive force analysis of multilayer-winding FSCW-PM machine with star-delta hybrid connection [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 6060-6071.
- [17] 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.
- [18] 陈益广, 潘玉玲, 贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 30-36.
- CHEN Y G, PAN Y L, HE X. Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10): 30-36.
- [19] 王克羿. 面向永磁直驱风力发电机的新型低空间谐波模块化分数槽绕组研究[D]. 南京: 东南大学, 2021.
- WANG K Y. Research on novel low space harmonic modular fractional-slot winding permanent magnet wind power generators [D]. Nanjing: Southeast University, 2021.
- [20] MAGNUSSEN F, SADARANGANI C. Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings [C] // IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, Madison, Wisconsin, 2003.
- [21] 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.
- [22] DAJAKU G, XIE W, GERLING D. Reduction of low space harmonics for the fractional slot concentrated windings using a novel stator design [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(5): 1-12.
- [23] 刘细平, 林鹤云, 杨成峰. 双定子永磁电机内外定子绕组相轴相对位置确定方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 60-65.
- LIU X P, LIN H Y, YANG C F. A method of determining the relative winding axes position of dual-stator permanent magnet electrical machine [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 60-65.
- [24] DUTTA R, CHONG L, RAHMAN M F. Design and experimental verification of an 18-slot/ 14-pole fractional-slot concentrated winding interior permanent magnet machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(1): 181-190.
- [25] 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): 312-312.
- [26] 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.

收稿日期:2025-01-08

收到修改稿日期:2025-02-10

作者简介:

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;

* 通信作者: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。