

分数槽集中绕组极对数谐波抑制方案对比研究

匡建雨¹, 骆皓^{1,2*}, 孙春阳¹, 朱坤硕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)

Comparison Study on Pole Pair Harmonic Suppression Schemes in Fractional Slot Concentrated Windings

KUANG Jianyu¹, LUO Hao^{1,2*}, SUN Chunyang¹, ZHU Kunshuo¹

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

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

Abstract: [Objective] To address the issue of high-amplitude and low-order harmonics in the magnetomotive force of fractional slot concentrated winding (FSCW) induction motors, this paper proposes three different harmonic suppression schemes: dual Y-shaped winding, star-delta winding, and specific subharmonic suppression winding, aiming to suppress non-dominant pole harmonics. [Method] First, the basic principles of the three harmonic suppression schemes and the distribution patterns of magnetomotive force harmonics under different pole-slot combinations were analyzed. Second, the relationship between the winding distribution factor for each harmonic and the number of turns in different schemes was derived. Then, the theoretical calculation of the suppression effects on the magnetomotive force of various harmonics under different harmonic suppression schemes was carried out. Finally, a 2D finite element model of the FSCW induction motor was established, and the electromagnetic characteristics of the motor under different schemes were compared and analyzed. [Results] Simulation results show that the three harmonic suppression schemes can effectively suppress non-dominant pole harmonics, reducing torque ripple and motor core loss. However, there are significant differences between the schemes. [Conclusion] Considering the characteristics of

different harmonic suppression schemes, this study provides a reference for the selection and design of harmonic suppression schemes in future motor applications.

Key words: fractional slot concentrated winding; induction motor; harmonic suppression; magnetomotive force; electromagnetic characteristic analysis

摘要: [目的]为解决分数槽集中绕组(FSCW)感应电机绕组磁动势中存在高幅值低次谐波的问题,本文提出了双Y形绕组、星三角形绕组和特定次谐波抑制绕组三种不同谐波抑制方案对非主导极次谐波进行抑制。【方法】首先分析了三种不同谐波抑制方案的基本原理以及在不同极槽配合下各次谐波磁动势的分布规律;其次,推导了不同方案下各次谐波的绕组分布系数与匝数的关系;然后,理论计算了不同谐波抑制方案对各次谐波磁动势的抑制情况;最后,建立FSCW感应电机二维有限元模型,对比分析不同谐波抑制方案下电机的电磁特性。【结果】仿真结果表明,三种谐波抑制方案均能有效抑制非主导极次谐波,降低转矩脉动和电机铁心损耗,但不同谐波抑制方案存在明显差异。【结论】综合考虑不同谐波抑制方案的特点,可为后续电机谐波抑制的选择设计提供参考。

关键词: 分数槽集中绕组; 感应电机; 谐波抑制; 磁动势; 电磁特性分析

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)

General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086); Jiangsu Province Distribution Network Intelligent Technology and Equipment Collaborative Innovation Center Open Fund Project (XTCX202405)

0 引言

与传统整数槽感应电机相比,分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)感应电机具有转矩密度大、功率密度高、效率高和体积小等特点,被广泛应用于众多领域^[1-2]。FSCW

特殊的绕组空间分布,使气隙磁密含有丰富的谐波,这些谐波会造成电机铁心磁通局部饱和、定转子损耗增大以及转矩脉动增加,使电机效率降低且存在安全隐患^[3-6]。因此,如何降低 FSCW 空间谐波成为亟需解决的问题。

针对 FSCW 电机的空间谐波抑制,国内外学者进行了广泛的研究。从 FSCW 谐波抑制方法来区分,主要有改变绕组移相技术、改变绕组分布效应、改变定转子齿槽结构和设置内置磁障四个方面。文献[7-8]提出了多重三相绕组独立控制,通过改变绕组的电流相位和偏移特定机械角度来抑制谐波,但极大地增加了电机控制系统的复杂度。文献[9-10]通过改变不同层数绕组的空间分布以消除特定次谐波,但会降低绕组主磁通和绕组的相间独立性。文献[11]采用非对称转子齿弧角来削弱绕组齿谐波,但无法削弱其他区间的齿谐波,且该方法仅适用于单层绕组。文献[12]通过在定子轭部放入磁障有效降低了磁场低次谐波,但会引起电机磁路饱和,导致输出转矩降低。不同谐波抑制方案对电机的电磁特性产生的影响不同,如何在同一电机结构下选择最佳的谐波抑制方案有待分析。以上不同谐波抑制方法都是针对永磁同步电机定子分数槽电枢绕组产生的空间谐波进行的,关于定转子均为 FSCW 的双馈异步发电机的不同谐波抑制方案的差异性比较有待完善。

本文选取双 Y 形绕组、星三角形(Y-Δ)绕组和特定次谐波抑制绕组三种具有代表性的谐波抑制方案,以定子 24 槽转子 18 槽 FSCW 感应电机为例,分析不同方案下气隙空间的各次谐波磁动势大小、分布情况以及绕组系数的变化。在转子转差率为 0.3 时,结合 Maxwell 进行有限元仿真,对比分析不同谐波抑制方案下绕组的电磁参数。

1 FSCW 理论和谐波分析

1.1 FSCW 理论

FSCW 是指每极每相槽数 q 小于 1,每个齿的线圈单独绕制且节距为 1 的绕组。即:

$$q = Z/2pm = b/c \quad (1)$$

式中: Z 为绕组槽数; p 为电机极对数; m 为原电机相数; b/c 为不可约真分数。

若 FSCW 电机的 Z 和 p 有最大公约数 t ,即 $Z/p = tZ_0/tp_0$,且 Z_0 为相数 m 的整数倍,则称槽数

为 Z_0 、极对数为 p_0 的电机为单元电机。 Z 槽 p 极原电机由 t 个 Z_0 槽 p_0 极的单元电机组成^[13]。

理想情况下,匝数为 N_c 的线圈均匀绕制在 FSCW 的单个齿上,通入角频率为 ω ,幅值为 I_m 的交变正弦电流 I ,即 $I = I_m \cos(\omega t)$,产生的磁动势为 $N_c I$ 。假设电机磁路线性,忽略磁路磁压降和齿槽效应,单元电机在气隙处产生的定子脉振磁动势在圆周 $[-\pi, \pi]$ 上表示为

$$F_c(\theta, t) = \begin{cases} \frac{Z-1}{Z} N_c I \cos\theta, & -\frac{2\pi}{Z} < \theta < \frac{2\pi}{Z} \\ -\frac{1}{Z} N_c I \cos\theta, & -\pi < \theta < -\frac{2\pi}{Z} \text{ 或 } \frac{2\pi}{Z} < \theta < \pi \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)进行傅里叶级数变换,得到不同次谐波磁动势如式(3)所示:

$$F_c(\theta, t) = \cos(\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} F_{mcv} \cos(v\theta) \quad (3)$$

式中: v 为谐波次数; F_{mcv} 为 N_c 匝线圈在单个齿上产生的 v 次谐波磁动势最大幅值,其表达式为

$$F_{mcv} = \frac{2}{\pi} \frac{N_c I_m}{v} \sin\left(v \frac{\pi}{Z}\right) \quad (4)$$

式中: $\sin\left(v \frac{\pi}{Z}\right) = k_{yv}$ 为 v 次谐波绕组短距系数。

1.2 相带划分和绕组分布系数

对于极槽配合为 $Z_0 = 2p_0 \pm 2$ 和 $Z_0 = 2p_0 \pm 4$ 的电机,其空间绕组被均匀分为 6 个区间,每个区间占 $\pi/3$ 空间机械角度,1 号槽与 2 号槽的机械角度相差 $\beta = 360^\circ/Z_0$,电角度相差 $\alpha = p_0\beta$ 。

假设定子槽数为 24,主导极对数为 11 和 13,以 1 号槽作为机械角度 0° 位置,逆时针为电机槽数增加的方向,则 2 号槽超前 1 号槽 165° ,定转子 11 对极电动势星形图如图 1 所示^[14]。

由图 1(a)可知,定子 24 槽绕组 A 相绕组轴线位于 12 号齿和 23 号齿中间。由图 1(b)可知,转子 18 槽绕组 A 相绕组轴线与转子 14 号齿重合。

假设定子 A 相绕组轴线位置与 xy 坐标系 x 轴相差 θ_{zero} 角。由单相绕组磁动势矢量合成原则^[15],A 相绕组各次谐波合成磁动势为

$$F_{Amv} = F_{mcv} \angle \frac{\alpha}{2} + F_{mcv} \angle -\frac{\alpha}{2} + F_{mcv} \angle 1 \frac{\alpha}{2} + F_{mcv} \angle -1 \frac{\alpha}{2} + \dots \quad (5)$$

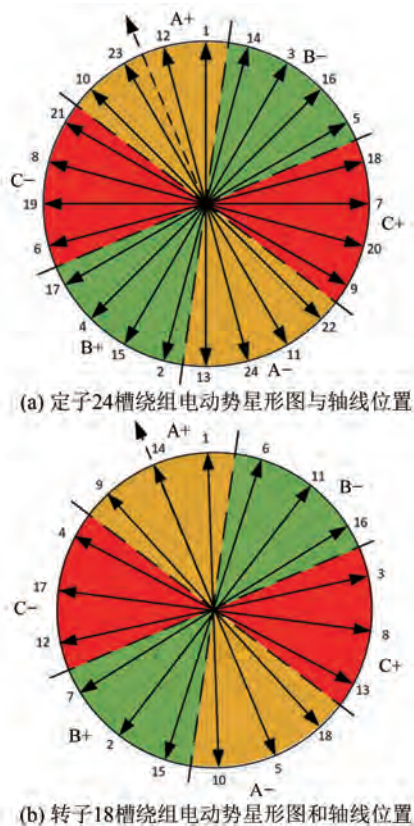


图 1 定转子 11 对极电动势星形图和轴线位置

Fig.1 Star diagram and axis position of 11 pole pairs of electromotive forces in stator and rotor

将式(5)简化为

$$F_{Amv} \angle \theta_{zero} = 2F_{mcv} \frac{Z}{2m}.$$

$$\sum_{i=0}^{\frac{Z}{4m}-1} \left[1 \angle \left(\theta_{zero} + \frac{1+2i}{2} v\beta \right) + 1 \angle \left(\theta_{zero} - \frac{1+2i}{2} v\beta \right) \right] \quad (6)$$

则 A 相绕组 v 次谐波分布系数为

$$k_{qv} = \frac{mF_{Amv} \angle \theta_{zero}}{ZF_{mcv} \angle \theta_{zero}} \quad (7)$$

对于槽数为 Z 、极对数为 v 的 FSCW, 绕组系数 k_{Nv} 、短距系数 k_{yv} 和分布系数 k_{qv} 都呈周期性对称变化。当槽数 Z 为奇数时, 不含 $3k$ 次谐波, 且 $v=n(Z+1)/2 \pm h$ 次谐波的绕组系数相同, 其中 $n=1, 2, 3, \dots; h=0, 1, 2, \dots$ 。当槽数 Z 为偶数时, 偶数次谐波磁动势相互抵消, 奇数次谐波相互叠加, $3k$ 次谐波合成磁动势为 0, 即不存在 $2k, 3k$ 次谐波, 且 $v=nZ/2 \pm h$ 次谐波的绕组系数相同, 其中 $n=1, 2, 3, \dots; h=0, 1, 2, \dots, Z/2$ [16-18]。

2 三种谐波抑制方案

对于定子 24 槽转子 18 槽 FSCW 感应电机, 定子 24 槽绕组极槽配合为 $Z=2p \pm 2$, 主导极对数为 11 和 13; 转子 18 槽绕组极槽配合为 $Z=2p \pm 4$, 主导极对数为 7 和 11。定子绕组产生的 11 对极磁场与转子绕组产生的 11 对极磁场发生强耦合, 产生主磁通作用在感应电机气隙中。定子绕组产生的 1, 5 和 7 等非主导极次谐波与转子中的 1, 5 和 13 等非主导极次谐波发生弱耦合, 弱耦合会在电机内部产生额外的损耗, 导致转矩脉动, 降低电机性能。在定子 24 槽双层 FSCW 中通入三相对称且幅值为 1 A 的正弦电流, 定子激励绕组产生磁通作用在定转子气隙中, 对定转子气隙间的径向磁密进行傅里叶变换, 得到不同次谐波对应的磁密大小 [19-20], 如图 2 所示。

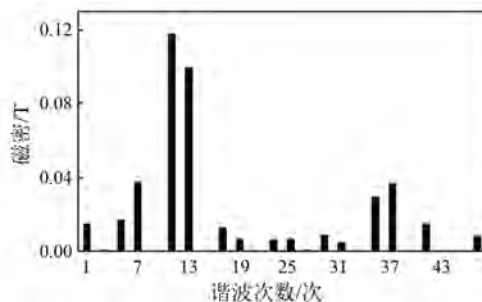


图 2 原始绕组各次谐波径向气隙磁密幅值

Fig.2 Radial air gap magnetic flux density amplitude of each harmonic in the original winding

在图 2 中, 除主导极 11 次谐波和 13 次谐波外, 7 次谐波幅值最大, 对电机的磁场耦合影响最大; 其次是与主导极对数有着相同绕组系数的高次谐波, 抑制定子绕组产生的 7 次谐波 [21-22]。

2.1 双 Y 形绕组

对于定子 24 槽 FSCW 中 7 次谐波的抑制, 可采用双 Y 形绕组、星三角形绕组和特定极对数谐波抑制绕组三种不同的方案。

双 Y 形绕组, 将一相绕组单独分成两个部分, 单相的两部分绕组采用串联的连接方式。第二部分绕组与第一部分绕组三相对称分布, 空间机械角度发生 a 角度偏移, 各次谐波磁动势分别发生 va 角度偏移, 两部分绕组产生的磁动势分布如图 3 所示。

原始 A 相绕组磁动势表达式为

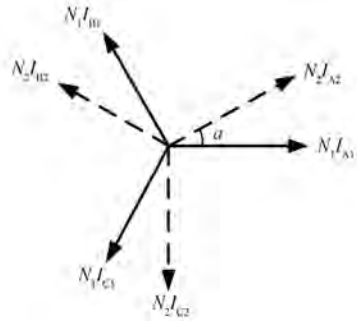


图 3 两部分绕组磁动势分布图

Fig. 3 Magnetomotive force distribution diagram of two winding parts

$$F_A(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v(\theta, t) = \frac{2N_c I_m Z}{\pi m} \cos(\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{Nv} \cos(v\theta) \quad (8)$$

以主导极 11 次谐波的行波方向为正方向, 则 7 次谐波行波方向与 11 次谐波相反, 5 次谐波行波方向与 11 次谐波相同, 各次谐波偏移角度和方向如图 4 所示。

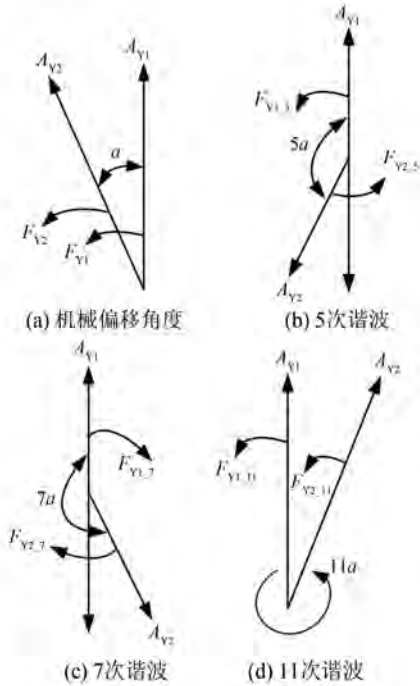


图 4 不同谐波的空间偏移角度

Fig. 4 The spatial offset angle of different harmonics

两部分绕组匝数相同, 即 $N_1 = N_2$, 单槽最大可绕匝数 $N_c = N_1 + N_2$, 两部分绕组串联, 激励条件一致, 激励条件如式(9)所示:

$$\begin{cases} I_{A_{Y1}} = I_{A_{Y2}} = I_m \cos(\omega t) \\ I_{B_{Y1}} = I_{B_{Y2}} = I_m \cos[\omega t - (2\pi/3)] \\ I_{C_{Y1}} = I_{C_{Y2}} = I_m \cos[\omega t + (2\pi/3)] \end{cases} \quad (9)$$

两部分绕组产生的磁动势分别为

$$F_{Y_{1v}}(\theta, t) = \frac{2N_1 I_m}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N_{1v}} \cos(\omega t \mp v\theta) \quad (10)$$

$$F_{Y_{2v}}(\theta, t) = \frac{2N_2 I_m}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N_{2v}} \cos[\omega t \mp v(\theta - a)] \quad (11)$$

将两部分绕组磁动势叠加, 合成各次谐波磁动势如式(12)所示:

$$F_{Y_v}(\theta, t) = \frac{2N_c I_m}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{Nv} \cos\left(\frac{va}{2}\right) \cos\left(\omega t \mp v\theta + \frac{va}{2}\right) \quad (12)$$

当谐波次数为 $v = 1, 6k+1$ 时, \mp 取正, $v = 6k-1$ 时, \mp 取负, $k = 1, 2, 3, \dots$ 。

两部分绕组合成绕组系数 k_{Nv} 与 $k_{N_{1v}}, k_{N_{2v}}$ 的关系为

$$k_{Nv} = k_{N_{1v}} \cos\left(\frac{va}{2}\right) \quad (13)$$

对定子 24 槽 FSCW, 双 Y 形绕组的合成磁动势是原始绕组的 $\cos(va/2)$ 倍, 当偏移角度 $a = 30^\circ$ 时, 理论上 5 次、7 次谐波磁动势抑制到原始绕组 5 次、7 次谐波的 25.9%, 主导极 11 次谐波磁动势降低了 6.7%。

2.2 星三角形绕组

星三角形绕组的连接方式如图 5 所示, 星形绕组匝数为 N_1 , 三角形绕组匝数为 N_2 。以 A 相为例, 星形绕组电流幅值 I_{A1} 与三角形绕组电流幅值 I_{A2} 的大小和相位关系为: $I_{A1} = \sqrt{3} I_{A2}$; $\angle(I_{A1}, I_{A2}) = \pi/6$ 。若两部分绕组产生的磁动势幅值相等, 即 $N_1 I_{A1} = N_2 I_{A2}$, 则两部分绕组匝数比例关系为 $N_1 = N_2 / \sqrt{3}$ 。绕组最大可绕匝数 $N_c = N_1 + N_2$ 。

星形绕组单相磁动势为

$$F_{Y_v}(\theta, t) = \frac{2N_1 I_m Z}{\pi m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N_{1v}} \cos(\omega t \mp va) \quad (14)$$

三角形绕组单相磁动势为

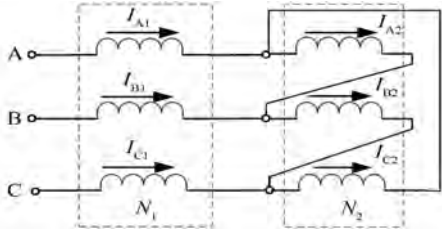


图5 星三角形绕组连接方式

Fig. 5 Connection method of star-delta winding

$$F_{\Delta v}(\theta, t) =$$

$$\frac{2N_2 I_m}{\pi} \frac{Z}{m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N_2 v} \cos \left[\left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \mp v(\theta - a) \right] \quad (15)$$

将两部分绕组磁动势叠加,合成各次谐波磁动势如式(16)所示:

$$F_{Y\Delta v}(\theta, t) = F_{Yv}(\theta, t) + F_{\Delta v}(\theta, t) = \frac{2N_c I_m}{\pi} \frac{Z}{m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N_v} \cos \left[\frac{a}{2}(v \pm 1) \right] \cos \left(\omega t \mp v\theta + \frac{va}{2} \right) \quad (16)$$

k_{N_v} 与 $k_{N_1 v}$ 、 $k_{N_2 v}$ 的关系为

$$k_{N_v} = [(\sqrt{3} N_1 k_{N_1 v})^2 + (N_2 k_{N_2 v})^2 + 2\sqrt{3} N_1 N_2 k_{N_1 v} k_{N_2 v} \cos \varphi]^{1/2} \quad (17)$$

式中: $\varphi = a(v \pm 1)/2$ 。

由式(16)可知,星三角形绕组合成磁动势是原始绕组的 $\cos[a(v \pm 1)/2]$ 倍。当定子为 24 槽 FSCW,星三角形绕组偏移机械角度 $a = 30^\circ$,谐波次数为 5 次、7 次时, $\cos[a(v \pm 1)/2] = 0$ 。理论上星三角形接法能完全抑制非主导极 5 次、7 次谐波,主导极 11 次谐波磁动势幅值比原始绕组降低了 26.8%。

2.3 特定次谐波抑制绕组

对 24 槽 FSCW 非主导极 7 次谐波进行抑制,原绕组以主导极对数 11 对极进行绕制,每槽线圈匝数为 N_1 ,在对原绕组中的 7 次谐波进行抑制时,抑制绕组按照 24 槽主导极对数 7 对极进行绕制,每槽线圈匝数为 N_2 。原 24 槽 FSCW 的 A 相绕组轴线位于 12 号齿和 23 号齿的中间。在主导极对数 11 对极绕制下,各次谐波在轴线处的磁动势幅值如图 6(a) 所示。由图 6(a) 可知,在轴线处,5 次、7 次和 11 次谐波幅值均为正值,处于波峰位置。在原双层绕组的基础上,以主导极对数

7 对极进行绕制,机械角度为 $\beta = 360^\circ/24 = 15^\circ$,电角度为 $\alpha = 7 \times 360^\circ/24 = 105^\circ$,各次谐波在轴线处的幅值大小如图 6(b) 所示。由图 6(b) 可知,在轴线处,7 次、5 次谐波幅值为正,11 次谐波幅值为负。在绕制时,使主导极对数 11 对极下的 7 次谐波 A 相绕组磁动势与主导极对数 7 对极的绕组磁动势幅值大小相等、方向相反,在抑制 7 次谐波的同时,也会抑制 5 次谐波,增大主导极 11 次谐波磁动势幅值。

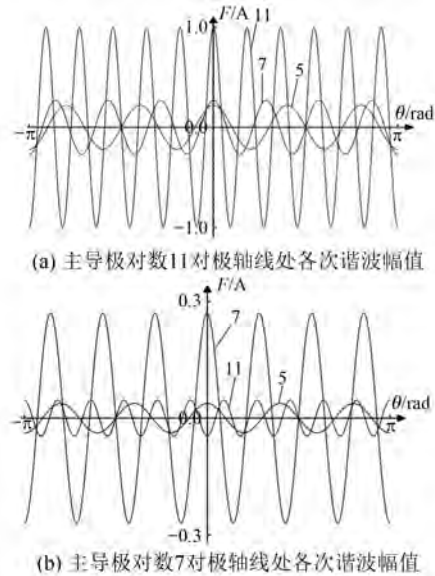


图6 不同主导极轴线处各次谐波幅值

Fig. 6 Amplitude values of each harmonic at different dominant pole axes

原始绕组和谐波抑制绕组的槽动势星形图如图 7 所示。

单相绕组在不同极对数绕制下的 v 次谐波分布系数为

$$k_{qv} = \frac{m}{Z} \sum_{j=1}^{\frac{Z}{2m}} \cos \left\{ v \left[\theta - \theta_{A_{p,v}} - (j-1) \frac{2\pi v}{Z} \right] \right\} \quad (18)$$

式中: $\theta_{A_{p,v}}$ 为 A 相绕组以 p 对极绕制下 v 次谐波机械角度的轴线位置。 k_{qv} 为正值时表示 v 次谐波在轴线位置处于波峰位置,反之,则处于波谷位置。

定子单槽最大可绕匝数 N_c 与原始绕组匝数 N_1 和谐波抑制绕组匝数 N_2 的关系为: $N_c = N_1 + N_2$ 。原始绕组 A 相和谐波抑制绕组 A 相采用串联结构,原始绕组 A 相磁动势为

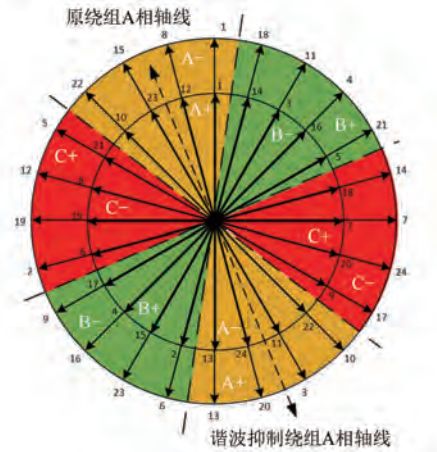


图 7 原始绕组和谐波抑制绕组槽动势星形图

Fig. 7 Star diagram of slot electromotive force in the original winding and harmonic suppression winding

$$F_{A11-v}(\theta, t) = \frac{2N_1 I_m}{\pi} \frac{Z}{m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N1-v} \cos(\omega t \mp v\theta) \quad (19)$$

谐波抑制绕组 A 相磁动势为

$$F_{A7-v}(\theta, t) = \frac{2N_2 I_m}{\pi} \frac{Z}{m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{N2-v} \cos(\omega t \mp v\theta) \quad (20)$$

两部分绕组合成磁动势为

$$F_{A-v} = \frac{2N_c I_m}{\pi} \frac{Z}{m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} k_{Nv} \cos(\omega t \mp va) \quad (21)$$

k_{Nv} 与 k_{N1-v} 、 k_{N2-v} 的关系为

$$k_{Nv} = (N_1 k_{N1-v} - N_2 k_{N2-v}) / N_c \quad (22)$$

为完全消除 7 次谐波影响, 设置以 7 对极绕制的 7 次谐波磁动势与以主导极 11 对极绕制的 7 次谐波磁动势的轴线位置相反、磁动势大小相同且方向相反, 即:

$$\begin{cases} F_{A11,7} = F_{A7,7} \\ \theta_{A11,7} - \theta_{A7,7} = \pi \end{cases} \quad (23)$$

由式(23)可知, 当原始绕组的 7 次谐波与补偿绕组的 7 次谐波完全抵消时, 即 $I_{11,7} N_1 k_{N1,11,7} - I_{7,7} N_2 k_{N2,7,7} = 0$, 谐波抑制绕组和原始绕组的匝数比为

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{k_{N1,11,7} I_{11,7}}{k_{N2,7,7} I_{7,7}} \quad (24)$$

式中: $k_{N1,11,7}$ 为原始绕组主导极对数 11 对极下 7 次谐波绕组系数; $k_{N2,7,7}$ 为谐波抑制绕组主导极对数 7 对极下 7 次谐波绕组系数。

当通入原始绕组和谐波抑制绕组的激励电流大小相位一致时, 即 $I_{11,7} = I_{7,7}$, 求得式(24)为

$$N_2 / N_1 = 0.214 \quad (25)$$

在 24 槽绕组中, 谐波抑制绕组中 7 次谐波对原绕组中产生的 7 次谐波完全抑制的情况下, 由式(7)、式(22)可知, 原始绕组的 5 次谐波绕组系数 $k_{N5} = 0.1576$, 特定次谐波抑制绕组的 5 次谐波绕组系数 $k_{N5} = 0.1252$, 其 5 次谐波幅值降低 31.8%; 同理, 主导极对数 11 次谐波磁动势幅值下降 13.9%。

3 仿真分析

为了验证不同谐波抑制方案对 FSCW 感应电机电磁特性的影响, 本文选择一台定子 24 槽转子 18 槽 FSCW 感应电机作为研究对象, 采用三种不同的谐波抑制方案对定子 24 槽进行绕制。三种方案的激励方式一致, 转子均采用 18 槽 FSCW, 通过 Maxwell 软件建立二维模型进行有限元仿真对比。假定不同谐波抑制方案的电机参数一致, 电机控制方式不变, 各参数如表 1 所示。不同方案下定子侧单相各部分绕组匝数如表 2 所示。

表 1 FSCW 感应电机参数

Tab. 1 Parameters of FSCW induction motor

参数名称	参数值
相数	3
定子内、外径/mm	127, 182
转子内、外径/mm	55, 126.3
定转子轴向长度/mm	100
气隙长度/mm	0.35
定、转子线圈匝数	56, 56
定子槽数、主导极对数	24, 11
转子槽数、主导极对数	18, 11

表 2 不同方案下单相绕组各部分匝数

Tab. 2 Number of turns in each part of a single-phase winding under different harmonic schemes

方案名称	绕组匝数	
	N_1	N_2
双 Y 形绕组	28	28
星三角形绕组	21	35
特定次谐波抑制绕组	46	10

3.1 气隙磁密

为研究不同谐波抑制方案对 FSCW 感应电机

中气隙磁密的影响,在定子端通入幅值为 1 A、频率为 50 Hz 三相电流激励。三种方案的绕组连接方式均为串联,定子三相绕组电流激励为

$$\begin{cases} I_A = 1\cos(100\pi t) \\ I_B = 1\cos[100\pi t - (2\pi/3)] \\ I_C = 1\cos[100\pi t + (2\pi/3)] \end{cases} \quad (26)$$

转子侧开路,且转子转速为 0 r/min 时,不同谐波抑制方案下气隙磁密分布随圆角的变化如图 8 所示。

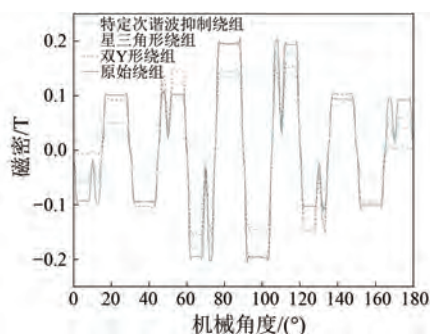


图 8 不同谐波抑制方案下的径向气隙磁密

Fig. 8 Radial air gap magnetic flux density of different harmonic suppression schemes

将定子绕组合成磁动势作用在气隙磁动势压降上,产生的定子绕组径向气隙磁密为

$$B_r = \mu \frac{F_s}{l_{ag}} \quad (27)$$

式中: F_s 为定子合成磁动势; B_r 为径向气隙磁密; μ 为气隙相对磁导率; l_{ag} 为气隙宽度。

对径向气隙磁密进行快速傅里叶变换,得到各次谐波气隙磁密幅值,如图 9 所示。

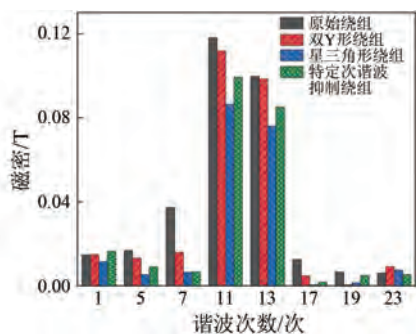


图 9 不同方案下的径向气隙磁密频谱分析

Fig. 9 Spectral analysis of radial air gap magnetic flux density for different schemes

由于偶数槽三相对称 FSCW 产生的 $2k$ 和 $3k$ 次谐波磁动势在空间上相互抵消,各次谐波绕组

分布系数呈周期性变化,故仅显示第一周期内的各次谐波幅值。由图 9 可知,和原始绕组对比,三种不同谐波抑制方案绕组的非主导极 7 次谐波的抑制效果较为明显,主导极 11 次谐波幅值有所降低。不同谐波抑制方案下第一周期各次谐波幅值如表 3 所示。

表 3 不同谐波抑制方案各次谐波磁密幅值

Tab. 3 Magnitude of harmonic magnetic flux density for different harmonic suppression schemes

谐波次数	磁密幅值/T			
	原始绕组	双 Y 形绕组	星三角绕组	特定次谐波抑制绕组
1	0.014 9	0.015 2	0.011 7	0.016 6
5	0.017 0	0.013 3	0.006 0	0.009 0
7	0.037 6	0.016 1	0.006 6	0.006 8
11	0.118 2	0.111 9	0.086 4	0.099 5
13	0.099 8	0.098 7	0.076 2	0.085 4
17	0.012 8	0.005 0	0.000 7	0.002 07
19	0.006 8	0.000 7	0.001 5	0.005 2
23	0.006 3	0.009 4	0.007 7	0.005 6

以原始绕组各次谐波幅值为基准,对比不同谐波抑制方案下各次谐波幅值与原始绕组的变化情况,如表 4 所示。

表 4 不同抑制方案谐波磁密幅值变化百分比

Tab. 4 Percentage change in harmonic magnetic flux density amplitude for different suppression schemes

谐波次数	幅值变化/%			
	原始绕组	双 Y 形绕组	星三角形绕组	特定次谐波抑制绕组
1	100	2.0	-21.5	11.4
5	100	-21.8	-64.7	-47.1
7	100	-57.2	-82.5	-81.9
11	100	-5.3	-26.9	-15.8
13	100	-1.1	-23.66	-14.4
17	100	-60.9	-94.5	-83.8
19	100	-89.7	-77.9	-23.5
23	100	49.2	22.2	-11.1

由表 4 可知,相较于另外两种抑制方案,双 Y 形绕组对 5 次、7 次谐波的抑制效果较弱,幅值分别下降了 21.8%、57.2%,但主导极 11 次谐波幅值下降较小,下降了 5.3%;星三角形绕组对 5 次、7 次谐波的抑制效果最佳,幅值分别下降了 64.7%、82.5%,且对 17 次、19 次谐波几乎完全抑制,幅值分别下降 94.5%、77.9%,由于星三角形绕组中星

形绕组和三角形绕组的匝数比与特殊结构, 导致主导极 11 次谐波幅值降低, 与原始绕组幅值相比下降 26.9%; 特定次谐波抑制绕组对 7 次谐波几乎完全抑制, 7 次谐波幅值较原始绕组下降 81.9%, 5 次谐波下降 47.1%, 谐波抑制绕组中以 7 对极为主导极绕组制下的 11 次谐波绕组分布系数为 $k_{q7,11} = 0.2053$, 导致合成主导极 11 次谐波幅值降低, 与原始绕组比下降 15.8%。

理论上, 星三角形绕组能完全抑制 5 次、7 次谐波, 特定次谐波抑制绕组能完全抑制 7 次谐波。在仿真参数设置中, 星三角形绕组中星形绕组匝数和三角形绕组匝数需满足 $N_2 = \sqrt{3}N_1$, 但实际上匝数在取整数的情况下未能完全满足此关系; 特定次谐波抑制绕组中原绕组匝数 N_1 与谐波抑制绕组匝数 N_2 需满足 $N_1/N_2 = 0.214$, 但在单槽最大绕组匝数为 56 匝时, 匝数取整的情况下未能完全满足此关系, 导致径向气隙中存在 5 次、7 次谐波。同时由于定转子开槽, 导致出现齿槽效应, 气隙间的谐波含量增大。

综上可知, 星三角形绕组对 5 次、7 次谐波抑制效果最佳, 但会导致主导极 11 次谐波幅值下降; 双 Y 形绕组对谐波的抑制效果弱于其他两种谐波抑制方案, 但其主导极 11 次谐波幅值下降较小。

3.2 转子感应电动势

对 FSCW 感应电机定子施加三相 50 Hz 电流源激励, 转子以转差率 s 对应的转速转动时, 转子 a 相感应电动势与转子角速度的关系为

$$E_{ra-v} = \frac{6\mu_0\omega_r r l_{ef} N_c I_m Z_s k_{s,v} N_r Z_r k_{r,v}}{\pi(mv)^2 l_{ag}} \sin\left\{\omega_s \left[1 - (\pm 1) \frac{(1-s)v}{p}\right] t\right\} \quad (28)$$

式中: $\omega_s = 50$ Hz 为定子激励角频率; s 为转子转差率; r 为气隙半径; l_{ef} 为铁心有效长度; $k_{s,v}$ 、 $k_{r,v}$ 分别为定、转子绕组系数; Z_s 、 Z_r 分别为定、转子槽数。

转子感应电动势角频率与定子激励角频率的关系为

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

不同谐波抑制方案下转子 18 槽 a 相感应电动势如图 10 所示。

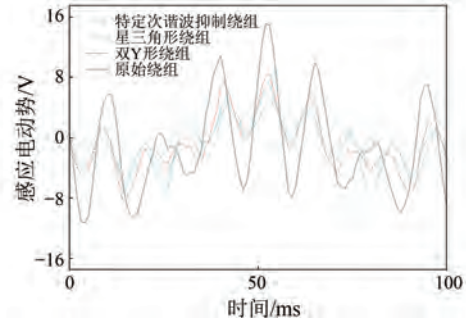


图 10 不同谐波抑制方案下的转子感应电动势

Fig. 10 Rotor induced voltage for different harmonic suppression schemes

对感应电动势进行快速傅里叶变换得到各次谐波感应电动势幅值, 如图 11 所示。在 24 槽定子侧, 主导极 11 次谐波行波方向与 7 次谐波行波方向相反。由式(26)可知, 在转子以 0.3 的转差率旋转时, 转子侧 11 次和 7 次谐波对应的角频率分别为 15 Hz 和 72.3 Hz。定子以原始绕组绕制时, 定子侧 7 次谐波含量大, 转子侧 7 次谐波角频率大于主导极 11 次谐波角频率, 导致在转子侧 7 次谐波感应电动势大于主导极 11 次谐波感应电动势。

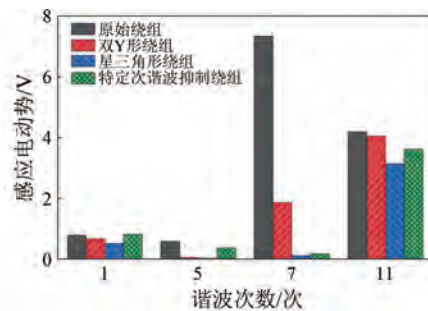


图 11 不同谐波抑制方案下的转子感应电动势频谱分析

Fig. 11 Frequency spectrum analysis of rotor induced voltage for different suppression schemes

在对 7 次谐波进行抑制后, 7 次谐波感应电动势明显降低, 双 Y 形绕组、星三角形绕组和特定次谐波抑制绕组的转子侧 7 次谐波感应电动势相比原始绕组分别抑制了 74.5%、98.3% 和 97.4%, 5 次谐波感应电动势分别抑制了 88.1%、94.5% 和 34.3%。可见, 星三角形绕组对 5 次、7 次谐波感应电动势抑制效果最佳, 几乎完全抑制, 但由于主导极谐波磁动势的降低会导致主导极谐

波感应电动势下降。

3.3 电感参数

利用绕组函数法计算 FSCW 感应电机的定子绕组自感和互感。定子 A 相自感和定子 AB 相间互感表达式为

$$L_{AA} = \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \int_0^{2\pi} n_A(\theta) N_A(\theta) d\theta = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \frac{(2N_c Z_s k_{s_v})^2}{\pi(mv)^2} \quad (30)$$

$$L_{AB} = \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \int_0^{2\pi} n_A(\theta) N_B(\theta) d\theta = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \frac{(2N_c Z_s k_{s_v})^2}{\pi(mv)^2} \cos\left(\frac{2\pi v}{3}\right) \quad (31)$$

式中: n_A 为定子 A 相匝数函数; N_A 和 N_B 分别为定子 A 相和 B 相绕组函数; μ_0 为真空磁导率。

由式(30)和式(31)可知,电感的大小与绕组匝数的平方成正比。在星三角形绕组中,星形部分绕组电流幅值是三角形部分绕组电流幅值的 $\sqrt{3}$ 倍,在进行电感计算求解时,可将 35 匝三角形绕组进行星三角变换等效为 21 匝星形绕组串联。星三角形绕组与双 Y 形绕组匝数等效匝数比为 3/4,因此星三角形绕组与双 Y 形绕组对应的电感大小比值为 9/16。

双 Y 形绕组和星三角形绕组由于绕组空间结构的改变导致相间互感发生改变。双 Y 形绕组和星三角形绕组定子相间互感表达式为

$$L_{AB} = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{\mu_0 r l_{ef}}{l_{ag}} \frac{(2N_l Z_s k_{s_v})^2}{\pi(mv)^2} \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi v}{3}\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3} + a\right) v \right] \quad (32)$$

不同谐波抑制方案下,定子 A 相自感和 AB 相互感大小如表 5 所示。

表 5 不同谐波抑制方案的定子自感与互感大小

Tab. 5 Magnitude of stator self-inductance and mutual inductance for different suppression schemes mH

方案名称	定子 A 相自感	定子 AB 相互感
原始绕组	128.79	0.39
双 Y 形绕组	96.20	16.36
星三角形绕组	55.24	9.20
特定次谐波抑制绕组	97.51	0.61

FSCW 具有高自感、低互感的特性。由表 5

可知,与原始绕组相比,双 Y 形绕组自感降低了 25.3%,星三角形绕组自感降低了 57.1%,特定次谐波抑制绕组自感降低了 24.3%。双 Y 形绕组互感增大到 16.36 mH,星三角形绕组互感增大到 9.2 mH,特定次谐波抑制绕组互感增大到 0.61 mH,相较于原始绕组只增加 0.22 mH,依旧呈现高自感、低互感的特点。这是因为双 Y 形绕组和星三角形绕组中两部分绕组发生一定角度偏移,导致互感增加,降低绕组相间独立性。并且星三角形绕组与双 Y 形绕组的自感和互感的比值近似为 9/16,仿真结果与理论分析一致。

3.4 电磁转矩

对定子 24 槽绕组施加幅值为 1 A、频率为 50 Hz 的交流电流源激励,激励条件如式(26)所示;对转子在 0.3 的转差率下施加幅值为 40 V、频率为 15 Hz 的交流电压激励,激励条件为

$$\begin{cases} U_a = 40\cos(30\pi t) \\ U_b = 40\cos[30\pi t - (2\pi/3)] \\ U_c = 40\cos[30\pi t - (4\pi/3)] \end{cases} \quad (33)$$

不同谐波抑制方案下转子电磁转矩如图 12 和表 6 所示。

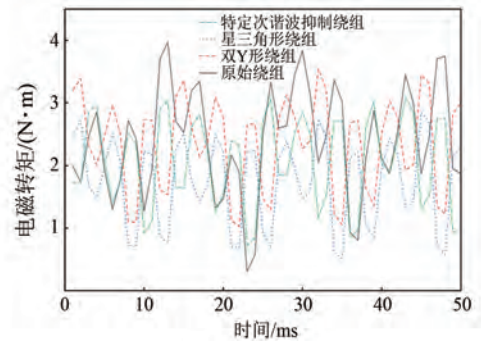


图 12 不同谐波抑制方案下的转子电磁转矩

Fig. 12 Rotor electromagnetic torque for different suppression schemes

电机内主导极次谐波磁动势产生恒定的电磁转矩,非主导极次谐波产生波动的电磁转矩,对非主导极次谐波进行抑制能减小转矩脉动,谐波含量越低,转矩脉动越小。由图 12 和表 6 可知,原始绕组平均电磁转矩最大,FSCW 丰富的谐波导致转矩脉动增大,最高可达 3.82 N·m。双 Y 形绕组平均与原始绕组相比,平均电磁转矩降低 3.75 N·m,转矩脉动减小 36.4%;特定次谐波抑制绕组与原始绕组相比,平均电磁转矩降低了

表 6 不同谐波抑制方案下的转子电磁转矩对比
Tab. 6 Electromagnetic torque for different harmonic suppression schemes

抑制方案名称	平均电磁转矩/(N·m)	最大转矩/(N·m)	最小转矩/(N·m)	转矩脉动/(N·m)	转矩脉动比 k /%
原始绕组	2.43	4.12	0.30	3.82	63.6
双 Y 形绕组	2.34	3.75	0.93	2.82	83.0
星三角形绕组	1.73	2.94	0.51	2.43	71.2
特定次谐波抑制绕组	2.10	3.25	0.73	2.52	83.3

13.5%, 转矩脉动减小 34%。转矩脉动比 k 由平均电磁转矩与转矩脉动的比值构成, k 越大, 表示平均电磁转矩越大, 转矩脉动越小。电机在寻求平均电磁转矩和转矩脉动的平衡时, 可根据转矩脉动比 k 来综合考虑。

3.5 电机损耗

忽略电机涡流损耗和机械损耗带来的影响, 主要从定转子绕组铜耗、定子铁心损耗和转子铁心损耗三个方面考虑电机的电磁损耗。绕组铜耗主要与绕组线圈激励大小和匝数相关; 定、转子铁心损耗由铁心中磁通密度和磁通交变频率决定。

表 7 不同谐波抑制方案下的电机损耗对比
Tab. 7 Motor loss for different harmonic suppression schemes

抑制方案名称	绕组铜耗/W	定子铁耗/W	转子铁耗/W	总损耗/W	输出电磁功率/W	效率/%
原始绕组	20.45	2.95	3.16	26.56	563.45	95.4
双 Y 形绕组	21.57	2.64	3.05	27.26	553.96	95.2
星三角形绕组	17.65	2.30	2.96	22.91	497.77	95.6
特定次谐波抑制绕组	21.51	2.81	3.04	27.36	550.89	95.3

4 结语

本文以一台定子 24 槽转子 18 槽 FSCW 感应电机为研究对象, 提出了双 Y 形绕组、星三角形绕组和特定次谐波抑制绕组三种不同谐波抑制方案, 对定子侧 FSCW 中非主导极次谐波进行抑制。通过理论计算和有限元仿真分析, 从气隙磁密、转子感应电动势、电感参数、电磁转矩和电机损耗五个方面对三种不同谐波抑制方案进行对比分析, 结论如下。

(1) 双 Y 形绕组通过偏移特定机械角度实现对谐波的抑制; 星三角形绕组通过偏移特定机械角度和特殊的绕组结构来实现对谐波的抑制; 特定次谐波抑制绕组通过调整在轴线处的 7

不同谐波抑制方案下电机各部分损耗如表 7 所示。

由表 7 可知, 与原始绕组对比, 不同谐波抑制方案下, 定转子铁心损耗都降低, 其中, 星三角形绕组对应的定转子铁心损耗下降最明显, 这是由于星三角形绕组对 5 次、7 次谐波抑制效果最佳, 减小谐波对电机损耗的影响。且星三角形绕组因其特殊的绕组结构和不同部分绕组的匝数比例, 导致定子绕组铜损减小, 总损耗最小, 虽然输出功率有所降低, 但总效率较原始绕组有所提高。

次谐波磁动势的大小和方向来实现对谐波的抑制。

(2) 三种方案都能有效抑制 7 次谐波; 星三角形绕组对 7 次、5 次谐波抑制效果最佳, 但主导极 11 次谐波幅值下降最大; 特定次谐波抑制绕组对 7 次谐波几乎完全抑制, 同时也抑制部分 5 次谐波; 双 Y 形绕组对 5 次、7 次谐波都有抑制。

(3) 三种谐波抑制方案都存在牺牲部分主磁通来达到抑制谐波的效果, 但主磁通的降低会导致平均电磁转矩降低。同时, 谐波的抑制会降低转矩脉动。

(4) 不同谐波抑制方案下电机的电磁特性具有差异性, 在满足电机电磁特性的要求下, 可根据不同方案的特点综合考虑。

参考文献

- [1] PETROV I, NIEMELÄ M, PONOMAREV P, et al. Rotor surface ferrite permanent magnets in electrical machines: Advantages and limitations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (7): 5314-5322.
- [2] SHANG Y, LI X, QIAN H, et al. A novel electro hydrostatic actuator system with energy recovery module for more electric aircraft [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67 (4): 2991-2999.
- [3] AYMAN M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 51(1): 107-121.
- [4] 揭丁爽, 黄苏融, 陈克慧, 等. 计及高次谐波影响的高密度永磁同步电机铁耗计算[J]. 电机与控制运用, 2019, 46(4): 71-76.
- JIE D S, HUANG S R, CHEN K H, et al, Calculation of iron loss of high density permanent magnet synchronous motor considering the influence of higher harmonics [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(4): 71-76.
- [5] 段世英. 分数槽集中绕组永磁同步电机的若干问题研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- DUAN S Y, Research on related problems of fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous machines [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014.
- [6] ZHU S D, ZHAO W X, JI J H, et al. Design to reduce modulated vibration in fractional-slot concentrated-windings PM machines considering slot-pole combination [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9 (1): 575-585.
- [7] CHEN X, WANG J B, PANAGIOTIS L. Nine-phase 18-slot 14-pole interior permanent magnet Machine with low space harmonics for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 31(3): 860-871.
- [8] XU P L, FENG J H, GUO S Y, et al. Analysis of dual three-phase permanent-magnet synchronous machines with different angle displacements [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 1941-1954.
- [9] AYAMN S, ABDEL-KHALIK S A, AHMED M. Effect of multilayer windings with different stator winding connections on interior PM machines for EV applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(2): 1-7.
- [10] SUN A F, LI J, QU R H, et al. Effect of multilayer windings on rotor losses of interior permanent magnet generator with fractional-slot concentrated-windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50 (11): 1-4.
- [11] PETROV I, PONOMAREV P, ALEXANDROVAI Y, et al. Unequal teeth widths for torque ripple reduction in permanent magnet synchronous machines with fractional-slot non-over lapping windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(2): 1-9.
- [12] DAIKU G, GERLING D. Eddy current loss minimization in rotor magnets of PM machines using high-efficiency 12-teeth/10-slots winding topology [C]// 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, 2011.
- [13] 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, HEN X, Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10): 30-36.
- [14] 汤蕴璆. 电机学[M]. 5版. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- TANG Y Q. Electric Machinery Fundamentals [M]. 5th edition. Beijing: China Machine Press, 2014.
- [15] 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 concentration-winding induction machines [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 86-95.
- [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): 6060-6070.
- 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): 6060-6070.
- [17] 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(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(1): 272-280.
- [18] SEYED M R, JORN S, BERND P. Winding factor equation for main pattern of single-layer fractional-slot distributed windings [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(2): 988-998.
- [19] 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 [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(2): 159-165.
- [20] AYMAN S, SHEHAB A, AHMED M. Low space harmonics cancelation in double-layer fractional slot winding using dual multiphase winding [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 51 (5): 1-10.
- [21] WANG D H, CHEN P, WANG B D, et al. Permanent magnet synchronous machines with nonuniformly distributed teeth [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69 (9): 8705-8715.
- [22] XIAO S Y, XUE L Z, QI S. Iron loss calculation model of high-voltage multi-pole asynchronous motors considering high harmonic flux density [J]. IET Electric Power Applications, 2024, 18 (5): 503-516.

收稿日期:2024-06-10

收到修改稿日期:2024-08-19

作者简介:

匡建雨(1999-),男,硕士研究生,研究方向为新型电机的设计及控制技术,18436099725@163.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。

Comparison Study on Pole Pair Harmonic Suppression Schemes in Fractional Slot Concentrated Windings

KUANG Jianyu¹, LUO Hao^{1,2*}, SUN Chunyang¹, ZHU Kunshuo¹

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

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

Key words: fractional slot concentrated winding; induction motor; harmonic suppression; magnetomotive force; electromagnetic characteristic analysis

Fractional slot concentrated windings (FSCWs) are widely used in many fields due to their high power density, high efficiency, and compact size. However, the special spatial distribution of FSCW leads to the generation of rich harmonic components in the air gap, which significantly affects the performance of the motor. Therefore, it is crucial to select the appropriate harmonic suppression scheme that meets the motor's electromagnetic performance.

This paper proposes three different harmonic suppression schemes: dual Y-shaped windings, star-delta windings, and specific subharmonic suppression windings, focusing on suppressing the 7th harmonic, which has a higher amplitude in the winding. Using an FSCW induction motor with 24 stator slots and 18 rotor slots as a model, a 2D simulation model was established in Maxwell. Through theoretical calculations and finite element simulations, the electromagnetic characteristics of the three harmonic suppression schemes were compared and analyzed from five perspectives: air gap magnetic flux density, rotor induced electromotive force, inductance parameters, electromagnetic torque, and motor losses. The conclusions are as follows:

The dual Y-shaped winding suppresses harmonics by shifting a specific mechanical angle;

the star-delta winding suppresses harmonics through angle shifts and a special winding structure; and the specific subharmonic suppression winding suppresses harmonics by adjusting the magnitude and direction of the 7th harmonic magnetomotive force at the dominant pole on the axis.

All three harmonic suppression schemes effectively suppress the 7th harmonic; the star-delta winding achieves the best suppression of both the 7th and 5th harmonics, but the amplitude of the 11th harmonic at the dominant pole decreases the most; the specific subharmonic suppression winding almost completely suppresses the 7th harmonic and also partially suppresses the 5th harmonic; the dual Y-shaped winding suppresses both the 5th and 7th harmonics.

All three schemes sacrifice part of the main flux to achieve harmonic suppression, but the reduction in main flux leads to a decrease in the average electromagnetic torque, while harmonic suppression reduces torque ripple.

The electromagnetic characteristics of the motor differ under different harmonic suppression schemes. In motor design, considerations such as torque ripple ratio, motor losses, and winding complexity can be comprehensively evaluated based on the required conditions.