

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*

孙春阳¹, 骆皓^{1,2}, 吴刚¹, 胡盛来¹, 翟长春¹

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 210013;

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)

摘要: 针对分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波含量较高的问题, 提出了通过设置分数槽集中绕组结构的补偿绕组抑制非主导极次谐波的方法。首先分析了不同槽极配合下分数槽集中绕组各数次谐波磁动势分布规律。然后根据主导极次谐波和谐波含量较高的非主导极次谐波在轴线位置处的不同分布情况, 设计了两种不同的补偿绕组排布方式。最后, 通过理论计算和有限元仿真, 验证了该方法可以有效抑制谐波含量较高的非主导极次谐波, 并且保留了集中绕组齿间独立性高的特点。

关键词: 分数槽集中绕组; 感应电机; 谐波抑制; 补偿绕组

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)11-0086-10

doi: 10.12177/emca.2023.138

Method for Suppressing Non-Dominant Pole Log-Harmonic Magnetomotive Force in Fractional Slot Concentrated Winding Induction Machines*

SUN Chunyang¹, LUO Hao^{1,2}, WU Gang¹, HU Shenglai¹, ZHAI Changchun¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 210013, China;

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

Abstract: In order to solve the problem of high content of non-dominant pole log-harmonic in fractional slot concentrated winding induction machine, a method of suppressing non-dominant pole log-harmonics by setting up compensation windings of fractional slot concentrated windings structure is proposed. Firstly, the distribution law of each harmonic magnetic potential of the fractional slot concentrated winding with different slot-pole coordination is analyzed. Then, according to the different distributions of the dominant pole log-harmonic and the non-dominant pole log-harmonic with higher harmonic content at the axis position, two different compensation winding arrangements are designed. Finally, through theoretical calculations and finite element simulations, it is verified that the method can effectively suppress the non-dominant pole log-harmonics with high harmonic content, and retain the characteristics of high phase independence of the concentrated windings.

Key words: fractional slot concentrated winding (FSCW); induction machine; harmonic suppression; compensation winding

收稿日期: 2023-05-29; 收到修改稿日期: 2023-08-10

* 基金项目: 中国博士后科学基金面上项目(2017M621086); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(TB202317068)

作者简介: 孙春阳(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机的设计及控制技术。

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。(通信作者)

0 引言

分数槽集中绕组(FSCW)感应电机凭借其体积小、耗铜量少、转矩密度大以及能量传递效率高等优点,广泛应用于各个领域。但由于其独特的绕组排布结构,导致其谐波含量丰富,除去较高绕组系数的主导极次谐波外,部分非主导极次谐波同样具有较大绕组系数。电机工作时,非主导极次谐波使转子损耗增大,转矩脉振增大,极大地影响了FSCW感应电机正常工作时的性能。因此,研究分数槽集中绕组感应电机谐波抑制方法有着十分重要的意义^[1-4]。

国内外专家学者对FSCW感应电机谐波抑制方法进行了大量研究,总体可分为内置磁障技术、改变绕组移相技术、改变定子齿槽结构和改变绕组分布效应四个方面^[5]。文献[6-7]提出通过在FSCW定子铁心中添加磁通屏障以及改变FSCW定子铁心相邻两槽匝数的不等匝绕组结构,有效地减少了低次谐波,但是输出转矩受到了影响。文献[8]通过改变FSCW定子槽口结构有效地抑制了一阶绕组次谐波,但其结构局限性较大,难以批量生产。文献[9-10]通过对Y-Δ混合连接绕组结构的12槽10极永磁电机进行研究,结果表明该结构可有效抑制1次、11次、13次谐波,但对其他次谐波的抑制效果并不理想。相比上述方法,通过添加补偿绕组可以抑制特定次谐波,且工艺更简单,集中绕组结构也更有利于电机模块化生产。

本文以定子24槽,转子18槽FSCW绕线式感应电机为例,首先,对FSCW产生的各次谐波磁动势的分布情况及特点进行分析;然后,分别通过直接补偿和移相补偿两种方式添加补偿绕组,对电机性能影响较大的7次和5次谐波磁动势进行抑制;最后,通过理论分析并结合有限元仿真,验证了所提谐波抑制方法的可行性及有效性。

1 FSCW理论与谐波分析

分数槽集中绕组是指每极每相槽数 q 小于1,且绕组节距为1的绕组,即:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{b}{c} \quad (1)$$

式中: m 为原电机相数; Q 为绕组槽数; p 为电机

极对数; b/c 为不可约分的真分数。

若 Q 与 p 之间存在最大公约数 t ,即 $Q/p = tQ_0/tp_0$,且 Q_0 为相数 m 的整数倍,则称槽数为 Q_0 极对数为 p_0 的电机为单元电机, Q 槽 p 极原电机由 t 个 Q_0 槽 p_0 极单元电机组成^[11]。

原电机与其所对应的单元电机具有相同的绕组排布规律与磁动势分布规律,因此分析 Q 槽 p 极感应电机绕组合成磁动势分布可简化为分析 Q_0 槽 p_0 极单元电机磁动势分布规律。

在理想情况下,若定子铁心齿槽宽度比为1,匝数为 N_c 的线圈均匀地绕制在单个齿上,通入大小为 $I_m = i_m \cos(\omega t)$ 的电流激励,其在该齿上产生的径向脉振磁动势在圆周 $[-\pi, \pi]$ 上的分布可表示为

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

式(2)经过Fourier极数分解后可表示为

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

式中: ν 为谐波次数; $F_{am,\nu}$ 为 N_c 匝线圈在单个齿上产生的 ν 次谐波磁动势幅值最大值。

$$F_{am,\nu} = 2\sqrt{2} \frac{N_c i_m}{\pi} \frac{1}{\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{Q}\right) \quad (4)$$

式中: $\sin\left(\nu \frac{2\pi}{Q}\right)$ 为绕组短距系数,即 $k_{y\nu}$ 。

图1为 $t=0$ 时刻,单个齿上 N_c 匝线圈产生的 ν ($\nu=1, 5, 7, 11$)次谐波磁动势空间分布情况。

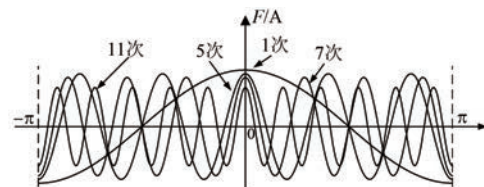


图1 N_c 匝线圈 ν 次谐波磁动势空间分布

根据式(3)和式(4)可得, t 时刻,绕制在单个齿上的 N_c 匝线圈在圆周上产生的 ν 次谐波磁动势大小 $F_{c,\nu}(\theta, t)$ 为

$$F_{c,\nu}(\theta, t) = F_{am,\nu} \cos(\nu\theta) \cos(\omega t) \quad (5)$$

则单相绕组 v 次谐波合成磁动势幅值 $F_{m.c.v}(\theta, t)$ 为

$$F_{m.c.v}(\theta, t) = F_{a.m.v} k_{aq-p.v} \frac{Q}{2m} \cos(\omega t) \cos(\theta) \quad (6)$$

式中: $k_{aq-p.v}$ 为 Q 槽 p 极 FSCW 所产生的 v 次谐波合成磁动势的分布系数。

$$k_{aq-p.v} = \frac{2m}{Q} \sec(v\theta) \cdot \sum_{j=1}^{\frac{Q}{2m}} \cos v \left[\theta - (N_j - 1) \frac{2v\pi}{Q} \right] \quad (7)$$

式中: N_j 为相带划分后单相绕组对应的齿号。

对于 Q 槽 p 极 FSCW, 各极次谐波磁动势分布系数按照槽数 Q 呈周期性分布。对于偶数槽 FSCW, 不含 $2k$ 和 $3k$ 次谐波, 且对于 $v=nQ/2+l$ 和 $v=nQ/2-l$ 次谐波有着相同的分布系数, 即:

$$k_{aq.v=nQ/2+l_1} = k_{aq.v=nQ/2-l_1} \quad (8)$$

式中: $l_1=0, 1, 2, \dots, (Q-2)/2; n=0, 1, 2, \dots$ 。

对于奇数槽 FSCW, 其谐波磁动势中不含 $3k$ 次谐波, 且其谐波分布系数满足:

$$k_{aq.v=n(Q+1)/2+l_2} = k_{aq.v=n(Q-1)/2-l_2} \quad (9)$$

式中: $l_2=0, 1, 2, \dots, (Q-3)/2; n=0, 1, 2, \dots$ 。

FSCW 槽数与极数的配合关系满足:

$$\begin{cases} Q = 2p' \pm 1, Q \text{ 为奇数} \\ Q = 2p' \pm 2 \text{ 或 } Q = 2p' \pm 4, Q \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (10)$$

式中: p' 为主导极对数, 与谐波次数相对应, p' 成对出现且每对 p' 次谐波的分布系数相同。

当 FSCW 采用 p' 次谐波作为基波并确定为极对数时, 该次谐波所产生的绕组系数较大。根据式(8)可知, FSCW 分布系数成对出现, 绕组系数呈周期性变化且逐渐衰减, 主导极次谐波合成磁动势所对应的绕组系数最大。

进一步根据解析法^[12] 可得三相对称 FSCW 在三相对称激励下产生的 v 次谐波合成磁动势 $F_{m.v.ABC}(\theta, t)$ 为

$$F_{m.v.ABC}(\theta, t) = \frac{3}{2} F_{a.m.v} k_{Fm} k_{aq.v} \cdot \frac{Q}{2m} \cos \frac{v}{p} [\omega t + (-1)y\theta] \quad (11)$$

式中: k_{Fm} 为分段系数, 满足关系 $k_{Fm} = \frac{3}{2}y - \frac{1}{2}y^2$,

y 满足 $\frac{v}{3} = x \frac{y}{3}, x \frac{y}{3}$ 为不可约分的假分数。

2 特定非主导极次谐波抑制方法

2.1 相带划分与空间谐波分布

对于定子 24 槽转子 18 槽的感应电机 (24s18r11p), 定子 24 槽的 FSCW 槽极配合关系满足 $Q=2p' \pm 2$, 其主导极为 11 和 13; 转子 18 槽的 FSCW 槽极配合关系满足 $Q=2p' \pm 4$, 其主导极为 7 和 11。定子绕组所产生的 11 次谐波磁场与转子绕组产生的 11 次谐波磁场发生强耦合, 作为感应电机的主磁场。24 槽定子产生的 13 次、7 次以及其他非主导极次谐波磁场与 18 槽转子产生的 13 次、7 次以及其他非主导极次谐波磁场相较于 11 次谐波磁场产生弱耦合。这些产生弱耦合的磁场是影响电机性能的主要原因, 其中 13 次与 7 次谐波磁场对电机性能的影响最大^[13-14]。

由于定子 24 槽 FSCW 中 11 次和 13 次为一对主导极对数, 具有相同的绕组排布规律以及分布系数, 难以单纯地抑制 13 次谐波磁动势并增强或保持 11 次谐波磁动势不变; 同理对于 18 槽定子来说, 7 和 11 均为主导极对数, 具有相同的绕组排布规律以及分布系数, 难以单纯地抑制 18 槽 7 次谐波磁动势并增强或保持 11 次谐波磁动势不变。

根据三相合成磁动最大原则进行相带划分, 可以得槽数 Q 为 24, 极对数 p 分别为 11、7 和 5 下的相带分布, 如表 1 所示。本文规定 FSCW 感应定子 24 槽 p 极 1 号齿中线位置处为机械角 0° 位置, 齿号增大的方向为机械角的正方向。

在表 1 所确定的相带分布情况下的各相绕组磁动势星型图如图 2 所示。其中定子 24 槽 FSCW 的槽极配合关系满足 $Q=2p' \pm 2$, 每二分之一相槽数为 $Q/2m$, 其为偶数, 根据槽动势星型图的单相绕组磁动势矢量合成可知, 其轴线位置在两齿之间的槽中线位置处^[15]。

对于转子 18 槽 FSCW 槽极配合关系满足 $Q=2p' \pm 4$, 每二分之一相槽数为 $Q/2m$, 其为奇数, 根据槽动势星型图的单相绕组磁动势矢量合成可知, 其轴线位置在齿中线位置处, 如图 3 所示。

根据式(6)可得 A 相绕组在不同极对数下 v 次谐波合成磁动势在圆周上的分布为

表 1 定子 24 槽相带划分

相带	A+				B+				C+				
	矢量角度	0°	15°	30°	45°	60°	75°	90°	105°	120°	135°	150°	165°
11 极	齿号	1	12	23	10	21	8	19	6	17	4	15	2
	电角度	0°	1815°	3630°	1485°	3300°	1155°	2970°	825°	2640°	495°	2310°	165°
7 极	齿号	1	8	15	22	5	12	19	2	9	16	23	6
	电角度	0°	735°	1470°	2205°	420°	1155°	1890°	105°	840°	1575°	2310°	525°
5 极	齿号	1	6	11	16	21	2	7	12	17	22	3	8
	电角度	0°	375°	750°	1125°	1500°	75°	450°	825°	1200°	1575°	150°	525°

相带	A-				B-				C-				
	矢量角度	180°	195°	210°	225°	240°	255°	270°	285°	300°	315°	330°	345°
11 极	齿号	13	24	11	22	9	20	7	18	5	16	3	14
	电角度	1980°	3795°	1650°	3465°	1320°	3135°	990°	2805°	660°	2475°	330°	2145°
7 极	齿号	13	20	3	10	17	24	7	14	21	4	11	18
	电角度	1260°	1995°	210°	945°	1680°	2415°	630°	1365°	2100°	315°	1050°	1785°
5 极	齿号	13	18	23	4	9	14	19	24	5	10	15	20
	电角度	900°	1275°	1650°	225°	600°	975°	1350°	1725°	300°	675°	1050°	1425°

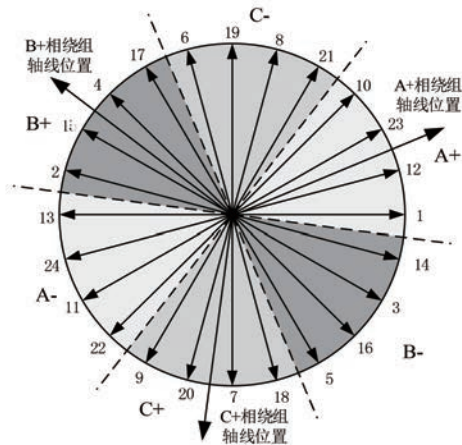


图 2 定子 24 槽 11 极 FSCW 相带分布与轴线位置

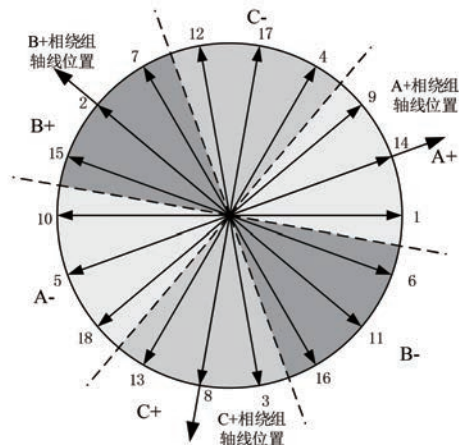


图 3 转子 18 槽 7 极 FSCW 相带分布与轴线位置

$$F_{A-p.v}(\theta, t) = 2F_{am.v} \cdot \sum_{A_j=1}^{\frac{Q}{2\pi}} \cos v \left[\theta - \theta_A - (N_{A_j} - 1) \frac{2v\pi}{Q} \right] \quad (12)$$

式中： θ_A 为 A 相绕组机械角度下的轴线位置； N_{A_j} 为按照 $p=11, 7, 5$ 进行相带划分后的 A 相绕组第 A_j 个齿所对应的齿号。

同理可得 B 相, C 相所对应的 v 次谐波合成磁动势为

$$F_{B-p.v}(\theta, t) =$$

$$2F_{am.v} \cdot \sum_{B_j=1}^{\frac{Q}{2\pi}} \cos v \left[\theta - \theta_A - \frac{2\pi}{3} - (N_{B_j} - 1) \frac{2v\pi}{Q} \right] \quad (13)$$

$$F_{C-p.v}(\theta, t) = 2F_{am.v} \cdot \sum_{C_j=1}^{\frac{Q}{2\pi}} \cos v \left[\theta - \theta_A - \frac{4\pi}{3} - (N_{C_j} - 1) \frac{2v\pi}{Q} \right] \quad (14)$$

根据式(12), 可得定子 24 槽不同极对数下单相绕组各次($v=1, 5, 7, 11$) 谐波磁动势分布情况如图 4 所示, 根据式(8)可知, 槽数 Q 为 24 时,

11次和13次谐波分布系数相同,即其在轴线位置处时,均同时处于波峰或者波谷位置。同理,7次与17次谐波、5次与19次谐波、1次与23次谐波均具有相同规律,故本文只画出极对数为1,5,7,11时的谐波磁动势分布^[16-17]。

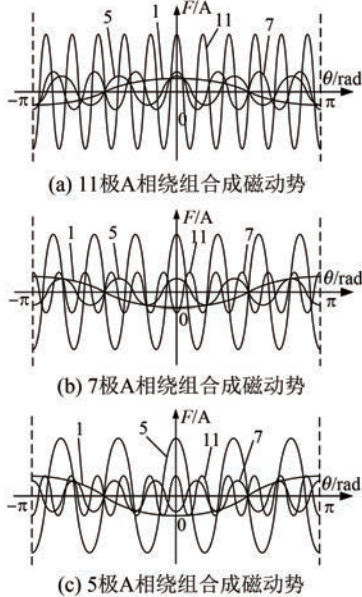


图4 定子24槽不同极数下各极次谐波分布

根据图4(a)与式(12)可知,定子24槽11极FSCW,在轴线位置各次($v=11,7,5,1$)谐波磁动势随时间的变化时均同时处于波峰或波谷位置;同理根据图4(b)和式(12)可知,定子24槽7极FSCW在轴线位置处11次和5次谐波磁动势随时间变化时,均同时处于波峰或波谷位置,与7次和5次谐波磁动势在波形图中的位置相反。定子24槽7极FSCW和转子18槽FSCW各极次谐波在轴线位置处的分布情况同理。

根据式(6)和式(11)可知,无论分数槽集中绕组感应电机极对数为多少,其定子绕组产生的各次谐波三相合成磁动势的角频率以及各相绕组上各次谐波磁动势的脉振频率相同。进一步可得当采用 Q 槽 p 极分数槽集中绕组排布方式时,其 p 次谐波磁动势的绕组系数最大,将其作为补偿绕组便可以最少的耗铜量抑制该次谐波磁动势。

2.2 直接补偿法

若以24槽11极FSCW为原绕组,其中11次和13次谐波产生的次合成磁动势最大。且在轴线位置处,11极和7极谐波磁动势均同时处于波

峰或波谷;以24槽7极FSCW为补偿绕组,其轴线位置处11极和7极谐波磁动势分别处于波峰和波谷位置。

若原绕组相带分布以及各相绕组排布确定,通过调整补偿绕组和原绕组各相轴线相对位置,即可对特定次谐波进行抑制,原绕组与补偿绕组各相轴线位置满足关系:

$$\theta_{zore.i} - \theta_{zore.c} = k_{i.c} \frac{2\pi}{Q} \quad (15)$$

式中: $\theta_{zore.i}$ 为原绕组各相绕组轴线位置的机械角度; $\theta_{zore.c}$ 为补偿绕组与原绕组所对应的同相绕组的轴线位置的机械角度, $k_{i.c}=0,1,2,\dots,Q$ 。

若原绕组和补偿绕组的各相绕组串联,当 $k_{i.c}$ 取12时,原绕组7次谐波磁动势的抑制效果最好,耗铜量最少,且可以适当增强原绕组11次谐波磁动势。此时原绕组和补偿绕组的各相轴线位置相差 180° 机械角度,即原绕组A+、B+、C+三相位置与补偿绕组A-、B-、C-三相轴线位置在机械角度上相同。所对应的原绕组和补偿绕组的绕组磁动势星型图^[18]如图5所示。

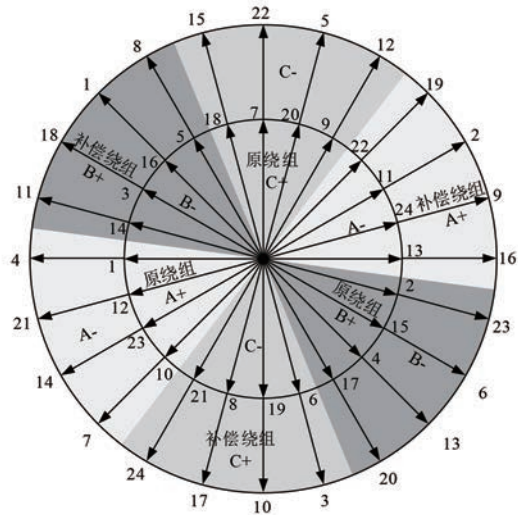


图5 直接法补偿绕组与原绕组磁动势星型图

结合式(12)、式(13)和式(14)可知,若要通过补偿绕组将原绕组所产生的7次谐波磁动势完全抑制,各相绕组均应满足条件:

$$|F_{A.com.7}(\theta, t)| - |F_{A.in.7}(\theta, t)| \approx 0 \quad (16)$$

进一步可由式(16)得原绕组和补偿绕组的各绕组线圈匝数比 $k_{com.v}$ 为

$$k_{com.v} = \frac{N_{c.com}}{N_{c.in}} = \frac{k_{aq-11.7}}{k_{aq-7.7}} \quad (17)$$

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

由于绕组线圈匝数必须为整数, 故当原绕组匝数一定时, 补偿绕组线圈匝数需取与其匝数比和原绕组匝数乘积相邻的整数。

2.3 移相补偿法

根据图 4 可知, 定子 24 槽 11 极 FSCW 与 24 槽 5 极 FSCW 在任意时刻所产生 11 次谐波槽动势和 5 次谐波槽动势在轴线位置处均同时处于波峰或波谷位置, 而对于直接补偿法, 当采用补偿绕组抑制 5 次谐波时, 其原绕组 11 次谐波合成磁动势必然会受到抑制。

FSCW 感应电机各相绕组在 $t=0$ 时刻所产生的 11 次谐波磁动势各波峰与和 5 次谐波磁动势各波谷之间的电角度之差 $\theta_{\Delta-11pe.5t}$ 为

$$\theta_{\Delta-11pe.5t} = x_{11} \frac{2\pi}{11} - \left(x_5 + \frac{1}{2}\right) \frac{2\pi}{5} \quad (18)$$

同理, 在 $t=0$ 时刻所产生的 11 次谐波磁动势各波谷与 5 次谐波磁动势各波峰之间的电角度之差 $\theta_{\Delta-11t.5pe}$ 为

$$\theta_{\Delta-11t.5pe} = x_5 \frac{2\pi}{5} - \left(x_{11} + \frac{1}{2}\right) \frac{2\pi}{11} \quad (19)$$

式(18)和式(19)所得数值的正负表示 11 和 5 次谐波磁动势各个波峰波谷间的超前或滞后关系, 且两式绝对值的最小值满足关系:

$$|\theta_{\Delta-5pe.11t}|_{\min} = |\theta_{\Delta-11pe.5t}|_{\min} \quad (20)$$

按照表 1 相带划分绕制的 11 极原绕组在机械角度上的轴线位置为 $\theta_{zore.main}$, 5 极补偿绕组机械角度上的轴线位置为 $\theta_{zore.com1}$ 。根据图 4(b) 可知, 24 槽 5 极 FSCW 所产生的各次谐波磁动势在 $\theta_{zore.com1} \pm \pi$ 区间内, 关于 $\theta = \theta_{zore.com1}$ 轴对称, 关于 $\theta_{zore.com1} \pm \pi/2$ 中心对称。在 $[0 \sim 2\pi]$ 机械角度中存在四个位置使得 24 槽 5 极 FSCW 所产生的 11 次谐波磁动势的各波峰或波谷的位置与 5 次谐波磁动势的波谷或波峰的位置电角度之差的绝对值最小, 且这四个位置关于轴线位置对称。

24 槽 5 极 FSCW 从正方向计算产生的 11 次谐波磁动势波峰与 5 次谐波磁动势波谷的电角度之差的绝对值最小时的峰谷角度差 $\theta_{+\Delta-11pe.5t}$ 为

$$\theta_{+\Delta-11pe.5t} = \frac{2\pi}{11} - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{5} = -\frac{\pi}{55} < 0 \quad (21)$$

根据式(21)可知, 沿其轴线位置正方向, 11 次谐波磁动势的波峰超前 5 次谐波磁动势的波谷。并且其正方向上第一次出现 $\theta_{+\Delta-11p.5t}$ 绝对值最小的位置满足:

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

式中: $m_{com}(2\pi/24)$ 为各定子铁心槽中线位置的机械角度; $(2m_{com} + 1)\pi/Q$ 为各定子齿中线位置的机械角度; $m_{com} = 0, 1, 2, \dots, Q$ 为齿数系数, 当 m_{com} 等于 2 时, 式(22)成立。

若采用两组绕线方式和线圈匝数完全相同的 24 槽 5 极 FSCW 共同组成补偿绕组, 第一组 24 槽 5 极 FSCW 称为补偿绕组 com1, 第二组 24 槽 5 极 FSCW 称为补偿绕组 com2。当补偿绕组 com1 与补偿绕组 com2 轴线在正方向位置上同相轴线位置 $\theta_{zore.com}$ 相差的槽数为 $2m_{com}$ 时, 补偿绕组 com1 和补偿绕组 com2 所合成的 v 次谐波合成磁动势的轴线位置 $\theta_{zore.com}$ 相较于补偿绕组 com1 轴线位置 $\theta_{zore.com1}$ 在正方向上移动了 $m_{com}(2\pi/24)$ 。即通过两组完全相同的补偿绕组可将单组补偿绕组轴线位置从两相邻齿对称中线位置处移至单个齿中线位置处, 且不会破坏集中绕组的各绕组线圈间高独立的优点。

当 m_{com} 等于 2 时对应的添加双组补偿绕组 com1 和 com2 的磁动势星型图如图 6 所示, 双组补偿绕组 com1 与 com2 合成的 11 次谐波磁动势与 5 次谐波磁动势在 $t=0$ 时刻的空间分布情况如图 7 所示。

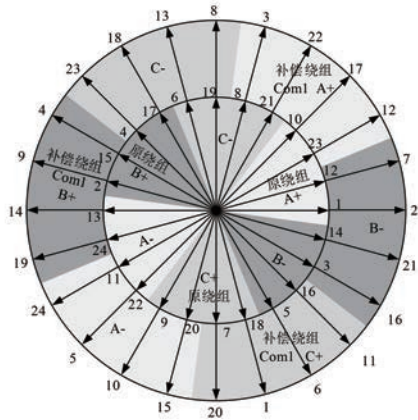
双补偿绕组合成磁动势的 A 相绕组, 其轴线位置为

$$\theta_{zore.com} = \theta_{zore.com1} + m_{com} \frac{2\pi}{Q} \quad (23)$$

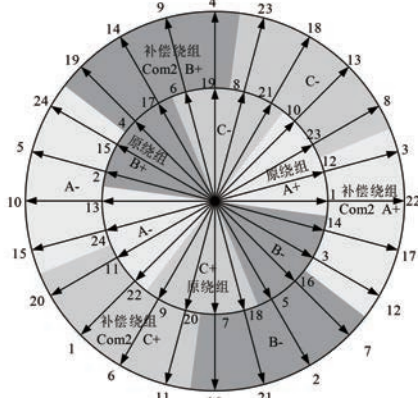
双组补偿绕组产生的主导极次谐波和拟抑制极的谐波在其轴线位置处分别处于波峰位置和波谷位置。

其双组补偿绕组产生的 v 次谐波合成的单相绕组磁动势在圆周上的分布为

$$F_{m.com.v}(\theta, t) = 2F_{am.v} k_{aq.v} \cdot \cos v(\theta - \theta_{zore.com}) \cos v\left(m_{com} \frac{2\pi}{Q}\right) \quad (24)$$



(a) 原绕组与补偿绕组com1磁动势星型图



(b) 原绕组与补偿绕组com2磁动势星型图

图6 移相法补偿绕组磁动势星型图

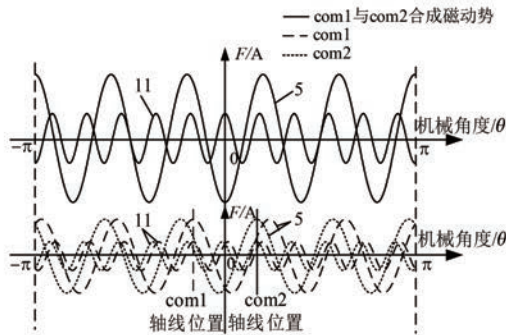


图7 补偿绕组 com1 和 com2 合成磁动势分布

进一步可知,存在 m_{com} 使得 $t=0$ 时刻在双补偿绕组轴线位置处 11 次合成磁动势为正值,且拟被抑制的 7 次谐波合成磁动势幅值为负的最小值,此时当原绕组与双组补偿绕组各相轴线位置对齐时,即可通过最少的耗铜量在尽可能抑制 7 次谐波合成磁动势的同时,适当地增强 11 次谐波合成磁动势。

此时原绕组和双组补偿绕组所产生的 5 次谐

波合成磁动势满足关系:

$$|F_{A_{11.5}}(\theta, t)| - |F_{A_{com.5}}(\theta, t)| \approx 0 \quad (25)$$

由式(25)可得双组补偿绕组的匝数 $N_{c.com}$ 为

$$N_{c.com} = \frac{N_{c.in} k_{aq_{11.5}}}{2k_{aq_{5.5}} \cos 5\left(m_{com} \frac{2\pi}{24}\right)} \quad (26)$$

3 仿真分析

本文以一台定转子均为分数槽集中绕组的感应电机为研究对象利用 Maxwell 软件建立有限元二维模型,其基础参数设置如表 2 所示。根据 2.2 节直接补偿法(直接法)与 2.3 节移相补偿法(移相法)分别在定子 24 槽 11 极原绕组的基础上设置补偿绕组,原绕组和补偿绕组的参数如表 3 所示,其中补偿绕组与原绕组的连接方式均为串联,添加补偿绕组后控制控制方式不变。

表 2 定转子分数槽集中绕组感应电机参数

参数名称	参数值
定子内、外半径/mm	63.50,91.00
转子内、外半径/mm	27.50,63.15
定转子轴向长度/mm	100.00
定、转子原绕组线圈匝数	100,50
定子槽数、主导极对数	24,11-13
转子槽数、主导极对数	18,7-11
气隙长度/mm	0.35

表 3 原绕组与补偿绕组参数

	原绕组	补偿绕组	抑制谐波	补偿绕组
	匝数	匝数	次数	极数
直接法	100	22	7	7
移相法	100	16	5	5

3.1 气隙磁密分析

分别对定子 24 槽 11 极原绕组和添加补偿绕组后的绕组施加 50 Hz 三相对称电流激励,其表达式为

$$\begin{cases} I_A = 1 \cos(100\pi t) \\ I_B = 1 \cos(100\pi t - 120^\circ) \\ I_C = 1 \cos(100\pi t - 240^\circ) \end{cases} \quad (27)$$

当转子侧无激励且转速为零时,不同情况下得到气隙磁密如图 8 所示。

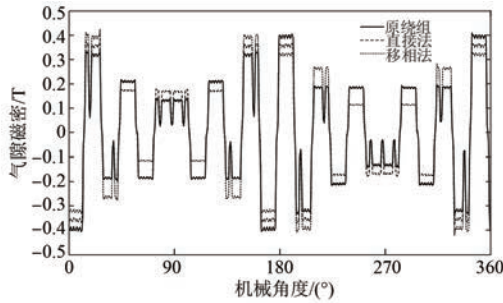


图8 不同谐波抑制方法下气隙磁密

对图9中不同绕组下的气隙磁密进行FFT频谱分析,由于偶数槽三相对称FSCW所产生的 $3k$ 和 $2k$ 极次谐波磁动势在空间上相互抵消为零,且各次谐波周期性分布逐渐减小,根据式(8)可知 $v=nQ/2+1$ 和 $v=nQ/2-1$ 次谐波具有相同的分布系数,因此图9中只展示了 $v=1,5,7,11,13,17,19,23$ 次谐波下的频谱分析结果。

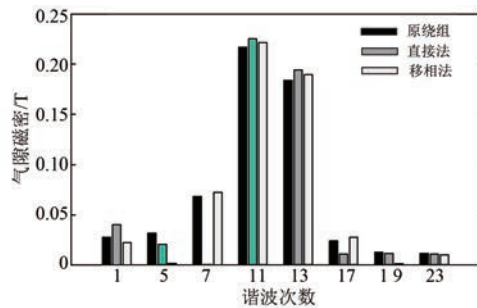


图9 气隙磁密频谱分析

根据图8可知,针对7次和5次谐波进行抑制的补偿绕组,对11次谐波均有增强作用。采用直接法补偿绕组抑制7次谐波,气隙磁密所含的7次谐波减少了78.22%,11次谐波增强了3.19%;采用移相法添加补偿绕组抑制5次谐波,气隙磁密所含的5次谐波磁密减少了96.52%,主导极11次谐波磁密增加了2.22%。

3.2 转子感应电动势

FSCW感应电机定转子间感应电动势角频率关系可以表示为

$$\omega_r = \omega_s \left[1 \pm \frac{(1-s)v}{p} \right] \quad (28)$$

式中: ω_r 为转子感应电动势频率; ω_s 为定子电流激励角频率,这里取值为50; s 为转差。

将转子转速设置成转差为0.3时所对应的转速,测量18槽转子侧不同绕线方式下的A相感应电动势,结果如图10所示。

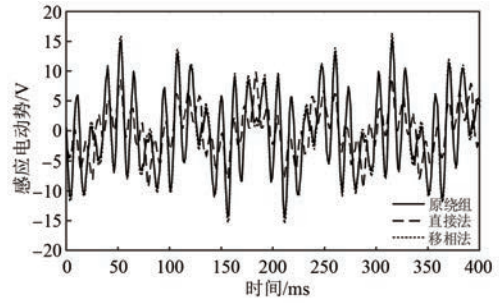


图10 不同谐波抑制方法下转子电动势

对原绕组、按照直接法和移相法添加补偿绕组后转子转速在0.3转差下的感应电动势进行FFT频谱分析,取未添加补偿绕组的原绕组中转子感应电动势幅值最大的前五次谐波分量,如图11所示,依次为72.72、15、91.36、53.18、34.09 Hz。

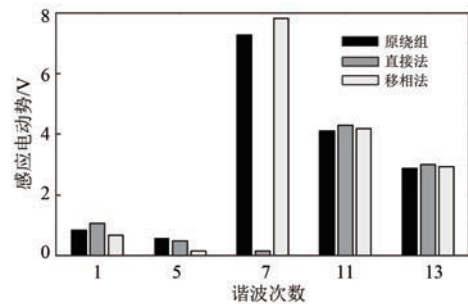


图11 转子感应电动势谐波分析

根据式(28)可知,转子侧感应电动势频谱分析所得感应电动势幅值最大的五次谐波分量分别为7,11,13,1,5次。对于24槽定子侧原绕组,由于18槽转子主导极对数为7和11,且7极绕组系数大于11极绕组系数,故转子侧绕组7极感应磁动势分量最大。定子侧11对极和13对极为主导对数,绕组系数最大,故转子侧产生11级和13极的感应电动势仅低于7极感应电动势。

3.3 电磁转矩

保持24槽定子三相对称电流激励不变,对转子施加三相对称电压激励,幅值为50V,频率为15Hz,将转子转速设置成转差为0.3时所对应的转速,得到原绕组、按照直接法和移相法添加补偿绕组后的转矩如图12所示。

原绕组和添加补偿绕组后的转矩脉动与平均转矩如表4所示。由图12和表4可知,直接法和移相法均可有效提高转矩且减小转矩波动。其中直接法对原绕组产生的7次谐波进行抑制,平均

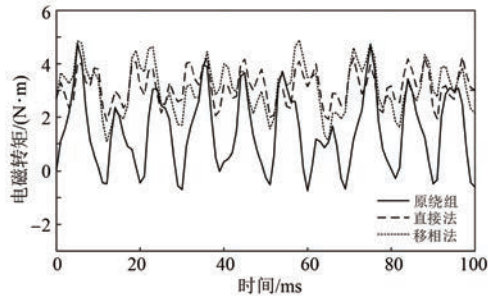


图 12 转子感应电动势谐波分析

转矩提高了 53.5%，转矩波动减少了 56.2%；移相法对原绕组产生的 5 次谐波进行抑制，平均转矩提高了 53.4%，转矩波动减少了 30.3%。由于原绕组中 7 次谐波绕组系数大于 5 次谐波绕组系数，故通过直接法抑制 7 次谐波对改善电机转矩波动的效果更明显。

表 4 原绕组与补偿绕组平均转矩与转矩波动 N·m

补偿方法	平均转矩	转矩波动
原绕组	1.46	5.48
直接法	3.14	2.40
移相法	3.13	3.82

3.4 耗铜量与谐波抑制效果

通过直接法抑制 7 次谐波，在 0.3 转差的转速下转子侧 7 次感应电动势下降了 97.98%，相较于未添加补偿绕组的原绕组，耗铜量提高了 22%；通过移相法抑制 5 次谐波，在 0.3 转差的转速下转子侧 5 次感应电动势下降了 73.82%，相较于未添加补偿绕组的原绕组，耗铜量提高了 14%。通过直接法与移相法抑制非主导极次谐波效果与相对于未设置补偿绕组的原绕组耗铜增加量如表 5 所示。

通过表 5 可知，直接法和移相法均对非主导极次谐波有抑制效果，其中直接法适用于轴线位置处主导极次谐波与拟抑制的谐波空间相位差为 0°的情况；移相法适用于轴线位置处主导极次谐波与拟抑制的谐波空间相位差为 180°的情况。

表 5 补偿绕组谐波抑制效果与耗铜量

补偿方法	抑制谐波次数	气隙磁密抑制率/%	感应电动势抑制率/%	耗铜增加量/%
直接法	7	78.22	97.98	22
移相法	5	96.52	73.82	14

若电机原绕组槽满率相对较低，电机绕组槽内空间留有一定裕度时，可考虑直接法添加补偿绕组；若电机原绕组槽满率相对较高，槽内剩余空间较小，此时需要根据实际情况在保证原绕组与补偿绕组的匝数比保持在最佳匝数比附近的前提下适当地减少原始绕组匝数和补偿绕组匝数来减少总匝数，虽然减少原绕组匝数不可避免会导致主导极次谐波的幅值减小，但是相对应地谐波后电机整体性能会有所提升。

以原绕组和补偿绕组均采用线径 0.74 mm 的导线为例，在保持原绕组匝数不变和总匝数不变两种情况下谐波电动势含量以及槽满率对比如表 6 所示。

表 6 不同槽满率下谐波抑制效果

抑制谐波次数	原绕组匝数	补偿绕组匝数	总匝数	槽满率/%	11 次谐波含量/%	抑制谐波含量/%
7	100	0	100	35.75	100	21.44
	100	22	122	43.61	104.72	0.56
	82	18	100	35.75	85.86	0.42
5	100	0	100	35.75	100	16.44
	100	16	116	41.46	102.63	0.46
	86	14	100	35.75	87.99	02.10

4 结 语

本文以一台定子 24 槽 11 极，转子 18 槽 7 极 FSCW 感应电机为例分析了其定子侧 FSCW 产生的各极次谐波分布规律，并设计了直接补偿法和移相补偿法两种添加补偿绕组的方法，用以抑制高分量非主导极次谐波，通过理论分析和有限元仿真验证了两种方法的有效性与可行性。分析表明：

(1) 直接补偿法适用于槽数一定的 FSCW，极对数分别为主导极和拟抑制谐波次数时各绕组轴线位置处任意时刻产生的主导极次谐波磁动势与拟抑制的谐波磁动势不同时为波峰值或波谷值的情况。该方法可以在抑制非主导极次谐波磁动势的同时适当地增加主导极次谐波磁动势的幅值。

(2) 移相补偿法适用于槽数一定的 FSCW，极对数分别为主导极和拟抑制谐波次数时各绕组

轴线位置处任意时刻产生的主导极次谐波磁动势与拟抑制的谐波磁动势同时为波峰值或波谷值的情况。该方法可以在抑制非主导极次谐波磁动势的同时适当地增加主导极次谐波磁动势的幅值。

(3) 添加补偿绕组的方法可以有效抑制 FSCW 产生的非主导极次谐波并适当增加主导极次谐波含量,减小转矩脉动,但是在一定程度上增加了耗铜量,同时增加了电机槽满率,当原始电机绕组槽满率较高时,需要适当减少原始电机绕组匝数来保证槽内有足够空间添加补偿绕组。

(4) 补偿绕组仍采用 FSCW 结构与原绕组串联,可保持集中绕组高齿间独立性的优点,加工制造难度与原 FSCW 感应电机难度基本相同。

【参考文献】

- [1] 马伟明,王东,程思为,等. 高性能电机系统的共性基础科学问题与技术发展前沿[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2025-2035.
- [2] 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.
- [3] NAIR S S, PATEL V I, WANG J. Post-demagnetization performance assessment for interior permanent magnet AC machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(4): 1-10.
- [4] DU G H, XU W, ZHU J G, et al. Power loss and thermal analysis for high-power high-speed permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2722-2733.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] DAJAKU 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, 2011.
- [8] VALAVI M, NYSVEEN A, NILSSEN R, et al. Slot harmonic effect on magnetic forces and vibration in low-speed permanent-magnet machine with concentrated windings [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 5(50): 3304-3313.
- [9] ABDEL-KHALIK A S, AHMED S, MASSOUD A M. Low space harmonics cancelation in double-layer fractional slot winding using dual multiphase winding [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5): 1-10.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 汤蕴璆. 电机学[M]. 5版. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 胡林伟. 永磁同步电机分数槽集中绕组设计与分析研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020: 27-37.
- [17] 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.
- [18] 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.