

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2022 年 4 月 28 日 (28.04.2022)



(10) 国际公布号
WO 2022/083014 A1

(51) 国际专利分类号:
H02K 21/22 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2021/072473

(22) 国际申请日: 2021 年 1 月 18 日 (18.01.2021)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
202011115793.3 2020 年 10 月 19 日 (19.10.2020) CN

(71) 申请人: 江苏大学 (JIANGSU UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。

(72) 发明人: 杜恽 (DU, Yi); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。徐晨 (XU, Chen); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号,

Jiangsu 212013 (CN)。朱孝勇 (ZHU, Xiaoyong); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。全力 (QUAN, Li); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。肖凤 (XIAO, Feng); 中国江苏省镇江市京口区学府路 301 号, Jiangsu 212013 (CN)。

(74) 代理人: 南京智造力知识产权代理有限公司 (NANJING DOYES INTELLECTUAL PROPERTY CO., LTD.); 中国江苏省南京市江宁区芝兰路 18 号 4 幢 1202 室, Jiangsu 211100 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, IT, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK,

(54) Title: FRACTIONAL SLOT CONCENTRATED WINDING PERMANENT MAGNET MOTOR-BASED DUPLEX-WINDING LOW-HARMONIC DESIGN METHOD

(54) 发明名称: 基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法

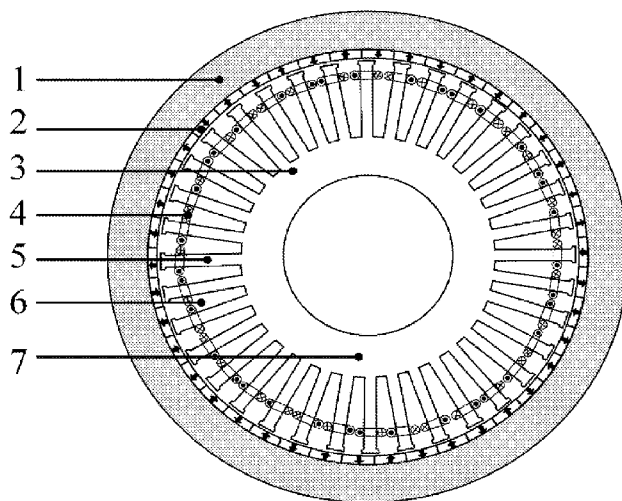


图 1

(57) Abstract: Disclosed in the present invention is a fractional slot concentrated winding permanent magnet motor-based duplex-winding low-harmonic design method in the field of motors, comprising: first introducing a three-phase current into a primary armature winding to obtain a number p_1 of fundamental wave pole pairs of a single-phase armature reaction magnetic field and an amplitude A_1 of non-working harmonic waves of p_1 pairs of poles; providing N_{s2} inner slots in a yoke part of a stator core, the ratio of N_{s2} inner slots to p_1 being an integer, winding a secondary winding having the number of pole pairs of p_1 in the inner slots; determining a slot pitch angle $\alpha=360^\circ \cdot p_1 / N_{s2}$ and the winding mode of the secondary winding; introducing a three-phase current into the secondary winding to obtain an amplitude B_1 of p_1 pairs of poles, $A_1=B_1$; and finally determining the half-slot

LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX,
MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL,
PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,
ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US,
UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区
保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ,
NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM,
AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG,
CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU,
IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT,
RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI,
CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

radial sectional area of the inner slots. According to the present invention, the non-working harmonic content in armature reaction magnetic field air gap flux density in a primary fractional slot concentrated winding permanent magnet motor is counteracted by adding a set of secondary windings, the characteristic of not having to change the number of stator teeth and the winding structure of the primary armature winding is achieved, the internal space utilization of the motor is effectively improved, the torque can be increased, and the motor efficiency is improved.

(57) 摘要: 本发明公开电机领域中的一种基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法, 先给原电枢绕组中通入三相电流, 得到单相电枢反应磁场基波极对数 p_1 以及 p_1 对极非工作谐波的幅值 A_1 , 在定子铁心轭部上开设位于 N_{s2} 个内槽, 内槽数 N_{s2} 与 p_1 之比为整数, 在内槽内绕制极对数为 p_1 的副绕组, 确定槽距角 $\alpha = 360 \times p_1 / N_{s2}$ 和副绕组绕制方式, 再在副绕组中通入三相电流, 得到 p_1 对极幅值 B_1 , 且 $A_1 = B_1$, 最后确定内槽的半槽径向截面积; 本发明通过增加一套副绕组抵消原分数槽集中绕组永磁电机中电枢反应磁场气隙磁密中非工作谐波含量, 具有不需要改变原电枢绕组部分的定子齿数和绕组结构的特点, 有效提高电机内部空间利用, 可增加转矩, 提高电机效率。

基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法

技术领域

本发明涉及电机与传动领域，特别涉及一种分数槽集中绕组永磁电机的设计方法，设计一种能降低电枢反应磁磁场的非工作谐波的低谐波双绕组永磁电机。

背景技术

分数槽集中绕组电机由于具有铜填充系数高、齿槽转矩低、绕组端部短等优势，在电动汽车、航空航天等领域被广泛利用。但是，该类电机的电枢反应磁场往往含有大量不同极对数的谐波磁场，有些谐波能有效参与电机的机电能量转换，属于工作谐波，而有些谐波则仅能产生转矩脉动、损耗等不良后果，属于非工作谐波。大量非工作谐波的存在，不仅降低了电流利用率，而且由于不同极对数的非工作谐波相对于转子以不同速度旋转，大幅增加了永磁体和定、转子铁心的损耗。此外，还会导致声学噪声和振动、局部铁心饱和、减少磁阻转矩、增加电机的杂散损耗和降低电机效率等不良影响。因此，降低电机的电枢反应磁磁场的非工作谐波已经成为永磁电机领域的研究热点之一。

为了解决上述问题，有学者提出了分数槽集中绕组电机不等匝数得设计方法，即在每个定子槽内放置至多四层线圈，同时每相绕组由两种或两种以上不同匝数得线圈串联构成，通过调整线圈的匝数比来降低电枢谐波磁动势。但这种方法通常将一相绕组的各个线圈匝数设置成固定比例，只对某些特定极槽数的电机有较好的效果。

中国发明专利公开号为 CN110401273A 的文献中提出了一种低谐波的分分数槽集中绕组设计方法，使每相绕组在所有定子槽内均有导线分布，且导体数不相同，从而降低了电枢磁动势的谐波含量。但是这种方法使得绕组配置更为复杂。中国发明专利公开号为 CN102579753 A 和 CN108336837 A 的文献中提出在裂齿式游标永磁电机基础上，通过增加一套电枢绕组的方式，实现电机功率密度的提升和运行模式的多样化，但却由此引入了更为复杂的电枢反应磁场谐波，加剧电机损耗、降低电流利用率。

发明内容

本发明目的是为了解决目前分数槽集中绕组永磁电机中电枢反应磁场非工作谐波含量大的问题，提供了一种基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，在原电机定子轭部铁心增加一套三相副绕组，并形成内、外双三相绕组的低谐波设计方法，来抵消原绕组电枢反应磁场中的非工作谐波。

本发明采用的技术方案是：分数槽集中绕组永磁电机采用内定子结构，包括 N_{s1} 个定子

齿和一个定子铁心轭部，相邻两个定子齿之间形成定子外槽，定子外槽内绕制原电枢绕组，包括以下步骤：

步骤 1)：给原电枢绕组中通入三相电流，得到原电枢绕组的电枢反应磁场气隙磁密、单相电枢反应磁场基波极对数 p_1 以及 p_1 对极非工作谐波的幅值 $A_1 = A_0 n_1 i_1 F_{am1} / (1 + \Lambda_{k1} n_1 i_1 F_{am1} / m_1)$ ，且 k_1 和 m_1 符合 $k_1 N_{s1} \pm m_1 p_1 = p_1$ ； A_0 为基波傅里叶系数， n_1 为原电枢绕组每个线圈的匝数， i_1 为原电枢绕组电流有效值， F_{am1} 为原电枢绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， Λ_{k1} 为原电枢绕组高次谐波傅里叶系数， $\Lambda_{k1} \in \Lambda_k$ ， Λ_k 为高次谐波傅里叶系数， F_{am1} 为经气隙磁导后原电枢绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， $m_1 \in m$ ， m 为经气隙磁导后原电枢绕组电枢反应磁动势中奇数次谐波的次数， $m=1,3,5,\dots$ ， $k_1 \in k$ ， k 为谐波次数， $k=1,2,3,\dots$ ；

步骤 2)：在所述定子铁心轭部上开设位于所述定子外槽的内侧的 N_{s2} 个内槽，内槽数 N_{s2} 与所述极对数 p_1 之比为整数，在所述内槽内绕制副绕组，副绕组极对数为 p_1 ；

步骤 3)：根据内槽数 N_{s2} 和副绕组的极对数 p_1 确定槽距角 $\alpha = 360 \times p_1 / N_{s2}$ 和副绕组的绕制方式；

步骤 4)：在副绕组中通入三相电流，得到副绕组的电枢反应磁场气隙磁密以及 p_1 对极幅值 $B_1 = A_0 n_2 i_2 F_{am2} / (1 + \Lambda_{k2} n_2 i_2 F_{am2} / m_2)$ ， $A_1 = B_1$ ，且 k_2 和 m_2 符合 $k_2 N_{s1} \pm m_2 p_1 = p_1$ ，由幅值 $A_1 = B_1$ 得到其中的 $n_2 \times i_2$ 的值为 C ； n_2 为副绕组的每个线圈的匝数， i_2 为副绕组的电流有效值， F_{am2} 为副绕组电枢反应磁动势分解的系数， F_{am2} 为经气隙磁导后副绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， $\Lambda_{k2} \in \Lambda_k$ ， $m_2 \in m$ ；

步骤 5)：根据公式 $S_2 = \frac{C}{\delta J}$ 确定所述内槽的半槽径向截面积 S_2 ， δ 为槽满率，取 0.5~0.8， J 为槽电流密度。

本发明采用上述技术方案后的有益效果是：

- 1) 本发明通过增加一套副绕组抵消原分数槽集中绕组永磁电机中电枢反应磁场气隙磁密中非工作谐波含量，相比于现有的低谐波设计方法，如加倍定子槽数、设置相邻相线圈不等匝数或不等元件边导体根数等，具有不需要改变原电枢绕组部分的定子齿数和绕组结构的特点，易于保留原分数槽集中绕组铜填充系数高、绕组端部短等优势。
- 2) 本发明提出在定子铁心轭部增设一套绕组实现低谐波设计，有效提高了电机内部空间利用，特别对于体积较大、极对数较多的电机该优势尤为明显。
- 3) 本发明提出的基于分数槽集中绕组永磁电机双绕组低谐波设计方法，可增加转矩，减小转矩脉动，降低转子损耗，提高电机效率，改善电机振动和噪声。

附图说明

为了使本发明内容更容易被清楚地理解,下面根据本发明的具体实施方式并结合附图,对本发明作进一步详细的说明,其中:

图 1 为原分数槽集中绕组永磁电机的结构图;

图 2 为双绕组低谐波永磁电机的结构图;

图 3 为内槽电势星型图;

图 4 为本发明实施效果示意图;

图中附图标记表示为: 1-转子轭部铁心; 2-转子永磁体; 3-定子铁心; 4-原电枢绕组; 5-定子齿; 6-定子外槽; 7-定子铁心轭部; 8-内槽; 9-副绕组。

具体实施方式

如图 1 所示为已有的一台三相分数槽集中绕组永磁电机,即原分数槽集中绕组永磁电机(简称原电机),包括外转子和内定子,外转子包括转子轭部铁心 1,在转子轭部铁心 1 的内表面贴有 $2 \times p_{pm}$ 块径向交替充磁的转子永磁体 2,以此在原电机中形成 p_{pm} 对永磁磁场。内定子包括定子铁心 3 和原电枢绕组 4,定子铁心 3 采用齿槽结构,包括 N_{s1} 个定子齿 5 和一个定子铁心轭部 7,相邻两个定子齿 5 之间形成定子外槽 6,定子外槽 6 内绕制原电枢绕组 4,原电枢绕组 4 每相包括 n_{w1} 个线圈,每个线圈的匝数为 n_1 。原电枢绕组 4 的绕组极对数为 p_s , $p_s = p_{pm}$ 。当原电机正常运行时,给原电枢绕组 4 中通入三相电流,原电枢绕组 4 中的三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 可表示为:

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2}i_1 \sin(\omega_e t) \\ i_B = \sqrt{2}i_1 \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C = \sqrt{2}i_1 \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

ω_e 为电速度; i_1 为电流有效值, t 为电流周期。

此时,按本领域的基本原理可得到原电枢绕组 4 单相电枢反应磁场基波极对数为 p_1 ,原电枢绕组 4 总电枢反应磁动势 $F_{ABC1}(\theta, t)$ 可由傅里叶级数表示为:

$$F_{ABC1}(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} [a_{vABC} \cos(p_1 v \theta) + b_{vABC} \sin(p_1 v \theta)] \quad (2)$$

$$\begin{cases} a_{vABC} = \frac{p_1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{p_1}}^{\frac{\pi}{p_1}} [n_1 i_{1ABC} \cos(p_1 v \theta)] d\theta \\ b_{vABC} = \frac{p_1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{p_1}}^{\frac{\pi}{p_1}} [n_1 i_{1ABC} \sin(p_1 v \theta)] d\theta \end{cases} \quad (3)$$

其中, ω_e 为电速度; i_1 为电流有效值, a_{vABC} , b_{vABC} 为傅里叶系数, θ 为转子位置角, v 为原电枢绕组 4 总电枢反应磁动势中奇数次谐波的次数, $v=1,3,5,\dots$, n_1 为原电枢绕组 4 每个线圈的匝数, 下标 A、B、C 表示 A、B、C 三相绕组。

将式 (1) 代入式 (2) 得到原电枢绕组 4 总电枢反应磁动势 $F_{ABC1}(\theta, t)$ 可表示为:

$$F_{ABC1}(\theta, t) = n_1 i_1 F_{am1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cos(\omega_e t - p_1 v \theta) \quad (4)$$

其中, F_{am1} 为傅里叶分解的系数。

由于电机定子齿 5 会使气隙磁导发生变化, 对原电枢绕组 4 电枢反应气隙磁密产生影响, 根据定子齿 5 的形状以及在气隙圆周上的位置, 可得气隙磁导 $\Lambda_1(\theta)$ 为:

$$\Lambda_1(\theta) = \Lambda_0 - \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \cos(k N_{s1} \theta) \quad (5)$$

$$\Lambda_0 = \frac{\mu_0}{g} (1 - 1.6 \beta \sigma), \Lambda_k = \frac{\mu_0}{g} \beta F C_k \quad (6)$$

其中, k 为谐波次数, $k=1,2,3,\dots$; N_{s1} 是定子齿 5 的数量; Λ_0 和 Λ_k 为基波和高次谐波傅里叶系数; μ_0 为空气磁导率; g 为实际气隙长度; b_0 为定子开槽宽度; σ 为开槽宽度 b_0 与定子极距 t_d 之比; β 是关于 b_0 的函数:

$$\beta = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left[1 + \left(\frac{b_0}{2g} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (7)$$

FC_k 是关于 σ 的函数, 代表第 k 次谐波的幅值, $k=1,2,3,\dots$ 。

$$FC_k(\sigma) = \frac{1}{k} \frac{4}{\pi} \left(0.5 + \frac{(k\sigma)^2}{0.78125 - 2(k\sigma)^2} \right) \sin(k 1.6 \pi \sigma) \quad (8)$$

由上式 (4) 和 (5) 可得原电枢绕组 4 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC1}(\theta, t)$ 为:

$$\begin{aligned}
B_{ABC1}(\theta, t) &= F_{ABC1}(\theta, t) \cdot \Lambda_1(\theta) \\
&= \Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cos(\omega_e t - v p_1 \theta) \\
&\quad + n_1 i_1 F_{am1} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \frac{1}{m} \left[\cos(k N_{s1} - m p_1) \left(\theta - \frac{k \omega_e t}{k N_{s1} - m p_1} \right) \right] \\
&\quad + n_1 i_1 F_{am1} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \frac{1}{m} \left[\cos(k N_{s1} + m p_1) \left(\theta - \frac{k \omega_e t}{k N_{s1} + m p_1} \right) \right] \quad (9)
\end{aligned}$$

式中, F_{am1} 为原电枢绕组 4 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数。 F_{am1} 为经气隙磁导后原电枢绕组 4 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数。 m 为经气隙磁导后原电枢绕组 4 电枢反应磁动势中奇数次谐波的次数, $m=1,3,5\dots$ 。

原电枢绕组 4 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC1}(\theta, t)$ 中包含的谐波的极对数为式 (9) 中转子位置角 θ 前面的系数, 分为两部分, 即 $v p_1$ 和 $k N_{s1} \pm m p_1$ 对极, $k=1,2,3\dots, v=1,3,5\dots, m=1,3,5\dots$ 。其中, 当 $v=p_s/p_1$, 且 $k=1, m=p_s/p_1$ 时, 那么: $v p_1=p_s, k N_{s1} \pm m p_1=N_{s1}-p_s$, N_{s1} 是定子齿数, p_s 是原电枢绕组 4 绕组极对数, p_1 是原电枢绕组 4 单相电枢反应磁场基波极对数。此时, p_s 对极和 $N_{s1}-p_s$ 对极谐波属于工作谐波。除去工作谐波, 其余谐波均属于非工作谐波。

由式 (9) 可得, 原电枢绕组 4 的电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC1}(\theta, t)$ 中各次谐波的幅值为 $A_{(k,v,m)}=\Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1}/v + \Lambda_k n_1 i_1 F_{am1}/m$ ($k=1,2,3\dots v=1,3,5\dots m=1,3,5\dots$)。由于当谐波次数 v 增大时, 所有原电枢绕组 4 产生的电枢反应磁场谐波的幅值 $A_{(k,v,m)}$ 均将减小, 所以极对数为 p_1 的非工作谐波中的幅值最大。此时, 可以找到 k_1 和 m_1 的值使得 $k_1 N_{s1} \pm m_1 p_1=p_1$, 其中, $k_1 \in k$, 为 k 的特例, $m_1 \in m$, 为 m 的特例, 故由幅值 $A_{(k,v,m)}=\Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1}/v + \Lambda_k n_1 i_1 F_{am1}/m$ ($k=1,2,3\dots v=1,3,5\dots m=1,3,5\dots$) 公式可以得到: p_1 对极非工作谐波的幅值可表示为 $A_1=\Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1}/1 + \Lambda_{k1} n_1 i_1 F_{am1}/m_1$, 其中, Λ_0 为基波傅里叶系数, n_1 为原电枢绕组 4 每个线圈的匝数, i_1 为原电枢绕组 4 电流有效值, F_{am1} 为原电枢绕组 4 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数, Λ_{k1} 为原电枢绕组 4 高次谐波傅里叶系数, $\Lambda_{k1} \in \Lambda_k$, 为 Λ_k 的特例, F_{am1} 为经气隙磁导后原电枢绕组 4 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数。

为抵消非工作谐波, 提出一种在已有的三相分数槽集中绕组永磁电机基础上, 通过在定子铁心轭部 7 上开设内槽的低谐波设计方法。如图 2 所示, 在原电机的定子铁心轭部 7 上, 开设 N_{s2} 个内槽 8, 内槽 8 位于定子外槽 6 的内侧, 每个内槽 6 结构完全相同, 并称原来的定子外槽 6 为外槽, 进而形成内、外槽结构。在内槽 8 内绕制副绕组 9。具体步骤如下:

(1) 首先确定所开设内槽 8 的槽数 N_{s2} 。为增加副绕组 9 的谐波抵消效果, 取内槽 8

的槽数 N_{s2} 与原电枢绕组 4 单相电枢反应磁场基波极对数 p_1 之比为整数。

(2) 再确定内槽 6 内的副绕组 9 的极对数。取原电枢绕组 4 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC1}(\theta, t)$ 中, 由于非工作谐波极对数是 vp_1 , 当 v 最小的时候, 幅值最大, 而 v 最小值是等于 1, 所以幅值最大的非工作谐波的极对数为 p_1 。幅值最大的非工作谐波极对数 p_1 也是内层副绕组 9 的极对数, 即副绕组 9 的极对数为 p_1 。

(3) 再根据内槽 8 的槽数 N_{s2} 和副绕组 9 的极对数 p_1 , 确定槽距角 $\alpha=360 \times p_1 / N_{s2}$, 并绘制槽电势星型图, 如图 3 所示, 按照副绕组 A2, B2, C2 三相对称, 确定副绕组 9 的绕制方式。

(4) 由副绕组 9 的绕制方式, 在副绕组 9 中通入三相电流, 同理可得公式 (1) ~ (9), 最终得到副绕组 9 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC2}(\theta, t)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} B_{ABC2}(\theta, t) &= F_{ABC2}(\theta, t) \cdot \Lambda_2(\theta) \\ &= \Lambda_0 n_2 i_2 F_{am2} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cos(\omega_e t - vp_1 \theta) \\ &\quad + n_2 i_2 F_{am2'} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \frac{1}{m} \left[\cos(kN_{s1} - mp_1) \left(\theta - \frac{k\omega_e t}{kN_{s1} - mp_1} \right) \right] \\ &\quad + n_2 i_2 F_{am2'} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \frac{1}{m} \left[\cos(kN_{s1} + mp_1) \left(\theta - \frac{k\omega_e t}{kN_{s1} + mp_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

式中, n_2 为副绕组 9 每个线圈的匝数, i_2 为副绕组 9 电流有效值, Λ_0 和 Λ_k 为基波和高次谐波傅里叶系数, F_{am2} 副绕组 9 电枢反应磁动势分解的系数, $F_{am2'}$ 为经气隙磁导后副绕组 9 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数。

副绕组 9 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC2}(\theta, t)$ 中包含的谐波的极对数为式 (10) 中转子位置角 θ 前面的系数, 分为两部分, 即 vp_1 和 $kN_{s1} \pm mp_1$ 对极 ($k=1, 2, 3 \dots v=1, 3, 5 \dots m=1, 3, 5 \dots$)。副绕组 9 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC2}(\theta, t)$ 中各次谐波的幅值由式 (10) 可得为:

$B_{(k,v,m)} = \Lambda_0 n_2 i_2 F_{am2} / v + \Lambda_k n_2 i_2 F_{am2'} / m$ ($k=1, 2, 3 \dots v=1, 3, 5 \dots m=1, 3, 5 \dots$)。当 $v=1$ 时, 此时, 可以找到 k_2 和 m_2 使得其符合 $k_2 N_{s1} \pm m_2 p_1 = p_1$, 其中, $k_2 \in k$, 为 k 的特例, $m_2 \in m$, 为 m 的特例, 故 p_1 对极的幅值可表示为: $B_1 = \Lambda_0 n_2 i_2 F_{am2} / 1 + \Lambda_{k_2} n_2 i_2 F_{am2'} / m_2$ 。其中, Λ_0 为基波傅里叶系数, n_2 为副绕组 9 的每个线圈的匝数, i_2 为副绕组 9 的电流有效值, F_{am2} 为副绕组 9 电枢反应磁动势分解的系数, $F_{am2'}$ 为经气隙磁导后副绕组 9 电枢反应磁动势傅里叶分解的系数, Λ_{k_2} 为副绕组 9 高次谐波傅里叶系数, $\Lambda_{k_2} \in \Lambda_k$, 为 Λ_k 的特例。

(5) 为了尽可能多的抵消 p_1 对极非工作谐波, 使得原电枢绕组 4 电枢反应磁场气隙磁

密 $B_{ABC1}(\theta, t)$ 中幅值最大的 p_1 对极非工作谐波的幅值 A_1 与副绕组 9 电枢反应磁场气隙磁密 $B_{ABC2}(\theta, t)$ 中 p_1 对极谐波的幅值 B_1 相等, 即 $A_1 = B_1$, 即

$$\Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1} / 1 + \Lambda_{k1} n_1 i_1 F_{am1} / m_1 = \Lambda_0 n_2 i_2 F_{am2} / 1 + \Lambda_{k2} n_2 i_2 F_{am2} / m_2$$

由于原电机已知, 上式中仅有 $n_2 i_2$ 未知, 即 n_2 与 i_2 的乘积未知, 上述等式左边可代入原电机的已知量由计算得到一具体数值。等式的右边是副绕组 9 每个线圈的匝数 n_2 与副绕组 9 所通电流有效值 i_2 乘积的一个表达式。由计算可得 $n_2 \times i_2$ 的值为 C 。

(6) 确定所开内槽 8 的径向截面积。由槽电流密度公式 (11) 和步骤 (5) 中已求得的副绕组的 $n_2 \times i_2$ 的值 C 可得内槽 8 的半槽面积 S_2 ;

$$S_2 = \frac{n_2 i_2}{\delta J} = \frac{C}{\delta J} \quad (11)$$

式中, δ 为槽满率, 由电机的加工工艺和散热条件决定, 一般取 0.5~0.8, S_2 为内槽半槽的径向截面积。 J 为槽电流密度, 由电机的散热条件等因素决定, 自然冷却条件下, 一般取 5 左右。

(7) 由步骤 (1) 中选定的 N_{s2} 和步骤 (6) 中确定的半槽面积 S_2 在定子铁心轭部 7 处开设内槽 8, 要求内槽 8 在圆周上均匀分布; 为了副绕组 9 的嵌线方便, 最佳方案为设置内槽 8 和定子外槽 6 在直径方向上对齐。

(8) 根据电机系统功率需求、电源电压和本领域常规知识选取合适的副线圈匝数 n_2 , 由步骤 (5) 中所得 $n_2 \times i_2$ 的值为 C , 进而可计算出电流 $i_2 = C / n_2$, 并由此选择铜导线的线径, 并对槽满率 δ 进行校核, 槽满率 δ 在 0.5~0.8 范围:

$$\delta = \frac{S_2}{n_2 d^2} \quad (12)$$

式中, d 为所选铜导线漆包线最大外径。

(9) 确定副绕组 9 的电流相位。为实现副绕组电枢反应磁场气隙磁密中 p_1 对极谐波对原电枢绕组电枢反应磁场气隙磁密中幅值最大的 p_1 对极非工作谐波有效抵消, 两绕组产生的相互抵消的谐波磁场相位应相差 180° , 即原电枢绕组产生的幅值最大的非工作谐波磁场和副绕组产生的幅值最大的谐波磁场相位应相差 180° 。相位差由两套绕组的空间位置差和电流相位差共同决定。故需要合理设置两套三相绕组之间的空间位置和各自电流的相位差。

由于外槽定子槽 6 是已知的, 而内槽 8 已按照上述步骤开设, 因此, 此时可以得到原电枢绕组 4 与副绕组 9 之间的空间位置角差为 $\Delta \beta$, 参见图 2 所示, 由内外槽位置 $\Delta \beta$ 差 $\Delta \beta$ 与绕组绕制的位置共同决定。由式 (1), 原电枢绕组 4 所通 A 相电流为 $i_{A1} = \sqrt{2} i_1 \sin(\omega_e t)$,

副绕组 9 所通 A 相电流为 $i_{A2} = \sqrt{2}i_2 \sin(\omega_e t + \Delta\theta)$ ，原电枢绕组 4 与副绕组 9 这两套绕组通入的电流相位角相差为 $\Delta\theta$ 。为使内、外槽两套绕组各自的 p_1 对极谐波可以相互抵消，副绕组 9 的电流相位角等于 $\Delta\theta$ ，即：

$$\Delta\theta = \pm(\pm 180^\circ + z360^\circ - p_1\Delta\beta) \quad (13)$$

其中， z 为正整数。

当已有的一台三相分数槽集中绕组永磁电机，包含 36 个定子齿，永磁体和原电枢绕组 4 极对数均为 21，利用本发明所述的双绕组低谐波设计方法，所开设内槽个数为 18，副绕组 9 的极对数为 3 的时候，本发明的具体实施效果如图 5 所示，可见在原电枢绕组 4 和副绕组 9 中按要求通入电流后，原电枢绕组 4 电枢反应气隙磁密中最大幅值的 3 对极谐波被抵消，实现了分数槽集中绕组的低谐波设计。

权 利 要 求 书

1. 一种基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，分数槽集中绕组永磁电机采用内定子结构，包括 N_{s1} 个定子齿和一个定子铁心轭部，相邻两个定子齿之间形成定子外槽，定子外槽内绕制原电枢绕组，其特征是包括以下步骤：

步骤 1)：给原电枢绕组中通入三相电流，得到原电枢绕组的电枢反应磁场气隙磁密、单相电枢反应磁场基波极对数 p_1 以及 p_1 对极非工作谐波的幅值 $A_1 = \Lambda_0 n_1 i_1 F_{am1} / (1 + \Lambda_{k1} n_1 i_1 F_{am1} / m_1)$ ，且 k_1 和 m_1 符合 $k_1 N_{s1} \pm m_1 p_1 = p_1$ ； Λ_0 为基波傅里叶系数， n_1 为原电枢绕组每个线圈的匝数， i_1 为原电枢绕组电流有效值， F_{am1} 为原电枢绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， Λ_{k1} 为原电枢绕组高次谐波傅里叶系数， $\Lambda_{k1} \in \Lambda_k$ ， Λ_k 为高次谐波傅里叶系数， F_{am1} 为经气隙磁导后原电枢绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， $m_1 \in m$ ， m 为经气隙磁导后原电枢绕组电枢反应磁动势中奇数次谐波的次数， $m=1,3,5,\dots$ ， $k_1 \in k$ ， k 为谐波次数， $k=1,2,3,\dots$ ；

步骤 2)：在所述定子铁心轭部上开设位于所述定子外槽的内侧的 N_{s2} 个内槽，内槽数 N_{s2} 与所述极对数 p_1 之比为整数，在所述内槽内绕制副绕组，副绕组极对数为 p_1 ；

步骤 3)：根据内槽数 N_{s2} 和副绕组的极对数 p_1 确定槽距角 $\alpha = 360 \times p_1 / N_{s2}$ 和副绕组的绕制方式；

步骤 4)：在副绕组中通入三相电流，得到副绕组的电枢反应磁场气隙磁密以及 p_1 对极幅值 $B_1 = \Lambda_0 n_2 i_2 F_{am2} / (1 + \Lambda_{k2} n_2 i_2 F_{am2} / m_2)$ ， $A_1 = B_1$ ，且 k_2 和 m_2 符合 $k_2 N_{s1} \pm m_2 p_1 = p_1$ ，由幅值 $A_1 = B_1$ 得到其中的 $n_2 \times i_2$ 的值为 C ； n_2 为副绕组的每个线圈的匝数， i_2 为副绕组的电流有效值， F_{am2} 为副绕组电枢反应磁动势分解的系数， F_{am2} 为经气隙磁导后副绕组电枢反应磁动势傅里叶分解的系数， $\Lambda_{k2} \in \Lambda_k$ ， $m_2 \in m$ ；

步骤 5)：根据公式 $S_2 = \frac{C}{\delta J}$ 确定所述内槽的半槽径向截面积 S_2 ， δ 为槽满率，取 0.5~0.8， J 为槽电流密度。

2. 根据权利要求 1 所述的基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，其特征是：步骤 1) 中，原电枢绕组电枢反应磁场气隙磁密中包含的谐波的极对数为 vp_1 和 $kN_{s1} \pm mp_1$ 对极，当 $v=p_s/p_1$ ，且 $k=1$ ， $m=p_s/p_1$ 时，有： $vp_1=p_s$ ， $kN_{s1} \pm mp_1=N_{s1}-p_s$ ； p_s 对极和 $N_{s1}-p_s$ 对极谐波属于工作谐波，其余谐波均属于非工作谐波，极对数为 p_1 的非工作谐波中的幅值最大； v 为原电枢绕组总电枢反应磁动势中奇数次谐波的次数， $v=1,3,5,\dots$ ， p_s 是原电枢绕组极对数。

3. 根据权利要求 1 所述的基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，其特征是：步骤 2) 中， N_{s2} 个内槽结构相同且在所述定子铁心轭部上沿圆周上均匀分布。

4. 根据权利要求 1 所述的基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，其

特征是：步骤 2) 中，内槽和定子外槽在直径方向上对齐。

5. 根据权利要求 1 所述的基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，其特征是：步骤 5) 后，原电枢绕组产生的幅值最大的非工作谐波磁场和副绕组产生的幅值最大的谐波磁场相位相差 180° ，原电枢绕组所通 A 相电流 $i_{A1} = \sqrt{2}i_1 \sin(\omega_e t)$ ，副绕组所通 A 相电流 $i_{A2} = \sqrt{2}i_2 \sin(\omega_e t + \Delta\theta)$ ， $\Delta\theta$ 是原电枢绕组和副绕组通入的电流相位角差值， ω_e 为电速度， t 为电流周期。

6. 根据权利要求 5 所述的基于分数槽集中绕组永磁电机的双绕组低谐波设计方法，其特征是：副绕组的电流相位角等于 $\Delta\theta = \pm(\pm 180^\circ + z360^\circ - p_1\Delta\beta)$ ， z 为正整数， $\Delta\beta$ 是原电枢绕组与副绕组之间的空间位置角差。

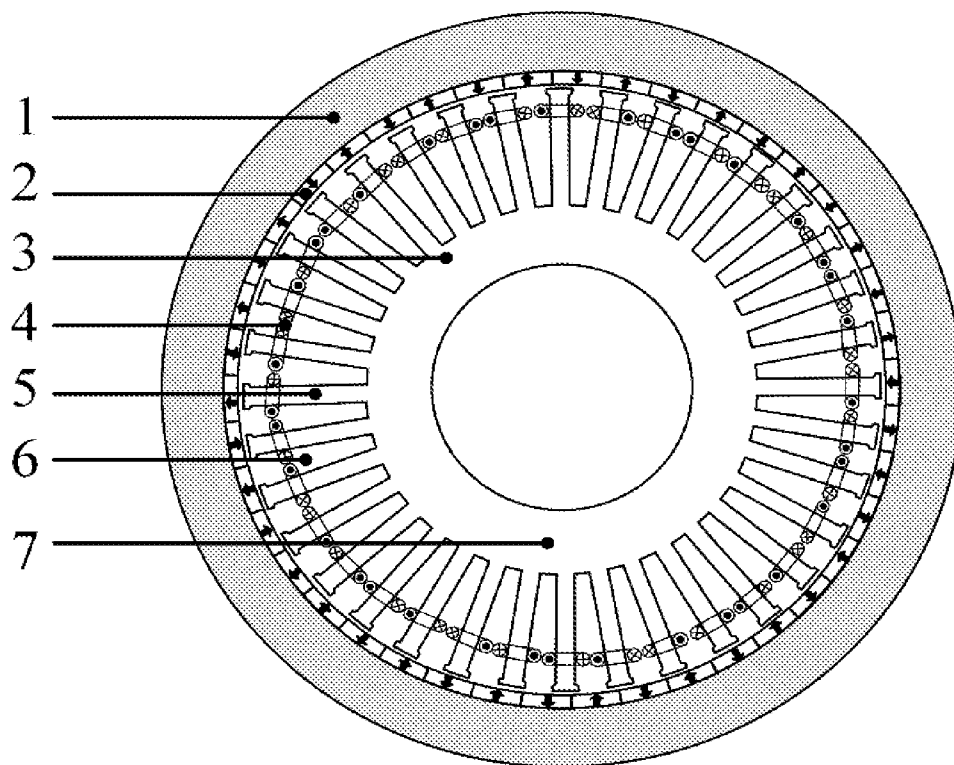


图 1

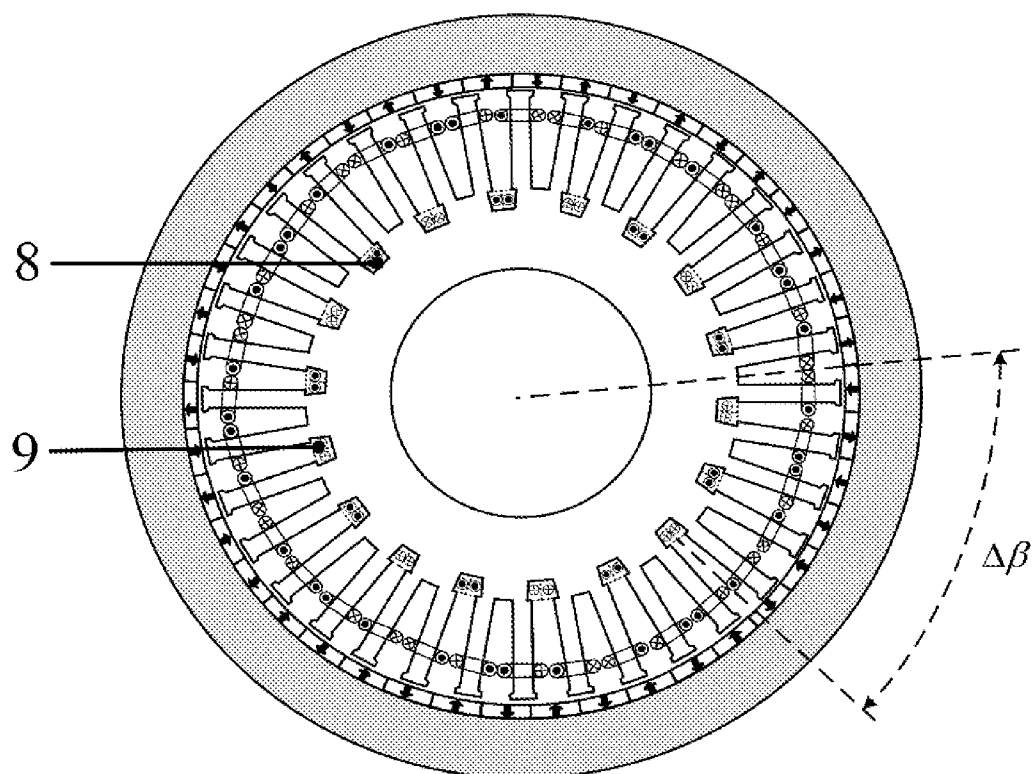


图 2

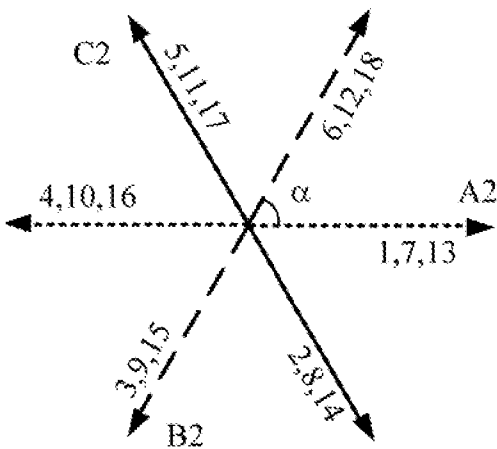


图 3

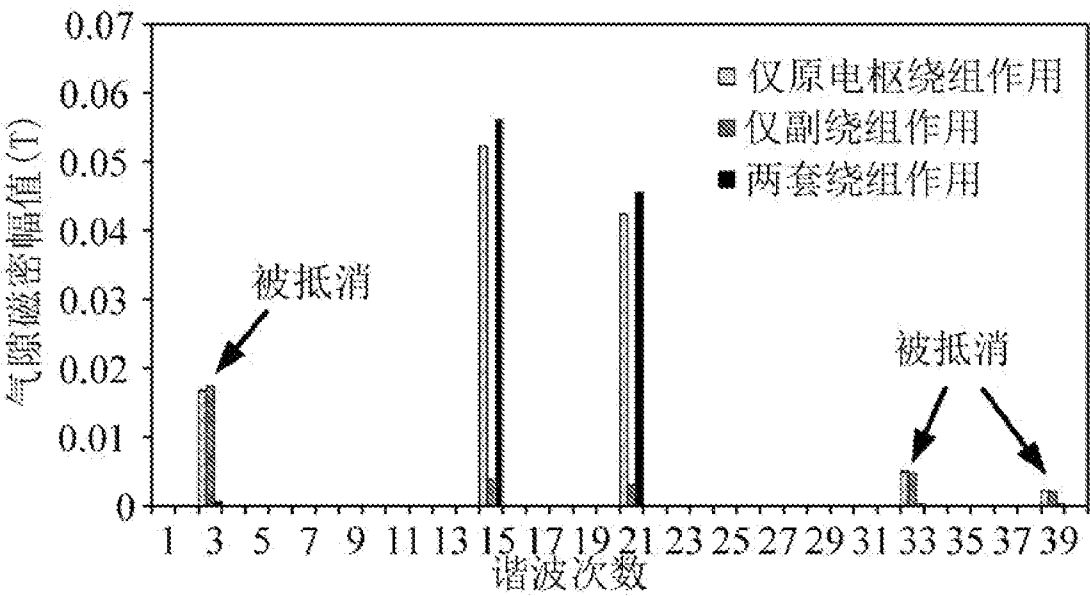


图 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2021/072473

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02K 21/22(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02K

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CPEA; CNMED; PLABS; AUABS; DWPI; TWABS; FRABS; TWMED; HKABS; CNABS; SGABS; LEXIS; MOABS; ILABS; SIPOABS; 分数槽, 绕组, 定子, 铁心, 永磁, 谐波, 电机, 铁芯, permanent magnet machine, permanent magnet motor, winding, iron core, stator, fractional slot, harmonic

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 108199509 A (JIANGSU UNIVERSITY) 22 June 2018 (2018-06-22) entire description	1-6
A	CN 107579606 A (JIANGSU UNIVERSITY) 12 January 2018 (2018-01-12) entire description	1-6
A	CN 102185447 A (FANS-TECH ELECTRIC CO., LTD.) 14 September 2011 (2011-09-14) entire description	1-6
A	CN 107634632 A (JIANGSU UNIVERSITY) 26 January 2018 (2018-01-26) entire description	1-6



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

08 April 2021

Date of mailing of the international search report

14 April 2021

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing
100088
China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2021/072473

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	108199509	A	22 June 2018	None			
CN	107579606	A	12 January 2018	CN	107579606	B	02 August 2019
CN	102185447	A	14 September 2011	CN	102185447	B	21 November 2012
				WO	2012151817	A1	15 November 2012
CN	107634632	A	26 January 2018	None			

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2021/072473

A. 主题的分类 H02K 21/22 (2006.01) i 按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类																	
B. 检索领域 检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号) H02K 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用)) CPEA; CNMED; PLABS; AUABS; DWPI; TWABS; FRABS; TWMED; HKABS; CNABS; SGABS; LEXIS; MOABS; ILABS; SIPOABS: 分数槽, 绕组, 定子, 铁心, 永磁, 谐波, 电机, 铁芯, permanent magnet machine, permanent magnet motor, winding, iron core, stator, fractional slot, harmonic																	
C. 相关文件 <table border="1"> <thead> <tr> <th>类 型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>CN 108199509 A (江苏大学) 2018年 6月 22日 (2018 - 06 - 22) 说明书全文</td> <td>1-6</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 107579606 A (江苏大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书全文</td> <td>1-6</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 102185447 A (佛山市顺德区泛仕达机电有限公司) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 说明书全文</td> <td>1-6</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 107634632 A (江苏大学) 2018年 1月 26日 (2018 - 01 - 26) 说明书全文</td> <td>1-6</td> </tr> </tbody> </table>			类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	CN 108199509 A (江苏大学) 2018年 6月 22日 (2018 - 06 - 22) 说明书全文	1-6	A	CN 107579606 A (江苏大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书全文	1-6	A	CN 102185447 A (佛山市顺德区泛仕达机电有限公司) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 说明书全文	1-6	A	CN 107634632 A (江苏大学) 2018年 1月 26日 (2018 - 01 - 26) 说明书全文	1-6
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求															
A	CN 108199509 A (江苏大学) 2018年 6月 22日 (2018 - 06 - 22) 说明书全文	1-6															
A	CN 107579606 A (江苏大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书全文	1-6															
A	CN 102185447 A (佛山市顺德区泛仕达机电有限公司) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 说明书全文	1-6															
A	CN 107634632 A (江苏大学) 2018年 1月 26日 (2018 - 01 - 26) 说明书全文	1-6															
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。																	
<table border="0"> <tr> <td> * 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 </td> <td> “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件 </td> </tr> </table>			* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件													
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																
国际检索实际完成的日期 2021年 4月 8日		国际检索报告邮寄日期 2021年 4月 14日															
ISA/CN的名称和邮寄地址 中国国家知识产权局 (ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 传真号 (86-10)62019451		授权官员 黄渊 电话号码 86-010-62411769															

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2021/072473

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	108199509	A	2018年 6月 22日	无	
CN	107579606	A	2018年 1月 12日	CN	107579606 B 2019年 8月 2日
CN	102185447	A	2011年 9月 14日	CN	102185447 B 2012年 11月 21日
				WO	2012151817 A1 2012年 11月 15日
CN	107634632	A	2018年 1月 26日	无	