

(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
2021年12月30日 (30.12.2021)



(10) 国际公布号
WO 2021/258528 A1

(51) 国际专利分类号:
H02P 21/14 (2016.01) *H02P 25/064* (2016.01)
H02P 25/062 (2016.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2020/111561

(22) 国际申请日: 2020年8月27日 (27.08.2020)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
202010591189.1 2020年6月24日 (24.06.2020) CN

(71) 申请人: 华中科技大学(HUAZHONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) [CN/CN]; 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Hubei 430074 (CN)。

(72) 发明人: 徐伟(XU, Wei); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Hubei 430074 (CN)。 葛健(GE, Jian); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Hubei 430074 (CN)。 刘毅(LIU, Yi); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Wuhan 430074 (CN)。 张娅平(ZHANG, Yaping); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Wuhan 430074 (CN)。 熊飞(XIONG, Fei); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Hubei 430074 (CN)。 苏京悦(SU, Jingyue); 中国湖北省武汉市洪山区珞喻路1037号华中科技大学, Hubei 430074 (CN)。

(74) 代理人: 武汉华之喻知识产权代理有限公司(WUHAN HUAZHUYU INTELLECTUAL PROPERTY AGENCY CO., LTD.); 中国湖北省

(54) Title: SHORT PRIMARY LINEAR MOTOR WINDING MAGNETOMOTIVE FORCE ANALYSIS METHOD

(54) 发明名称: 一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法

S1: 用卡特系数修正等效电磁气隙长度, 并求出初级铁芯两侧的比磁导, 再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导, 然后利用磁通连续性原理建立等式, 从而得到载流导体气隙磁动势模型;

S2: 根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图; 其中, 短初级直线电机槽磁动势矢量与前述载流导体气隙磁动势模型中各谐波分量一一对应;

S3: 基于短初级直线电机槽磁动势矢量星形图计算各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位;

S4: 根据短初级直线电机槽磁动势平均分量的分布特征以及绕组排布方式, 分析计算短初级直线电机脉振磁动势的幅值和相位。

S1 Correct an equivalent electromagnetic airgap length by using the Carter's coefficient, solving for specific magnetic conductivities on two sides of a primary iron core, obtaining magnetic conductivities on the two sides on the basis of the structure of the primary iron core, and then establishing an equation by using a magnetic flux continuity principle, so that a current-carrying conductor airgap magnetomotive force model is obtained

S2 Drawing a short primary linear motor slot magnetomotive force vector star graph according to a rotary motor slot magnetomotive force vector star graph, wherein short primary linear motor slot magnetomotive force vectors have one-to-one correspondence to harmonic components in the current-carrying conductor airgap magnetomotive force model

S3 Calculate the winding coefficients and phases of harmonics of different pole pairs of windings of different phases on the basis of the short primary linear motor slot magnetomotive force vector star graph

S4 Analyze and calculate the amplitude and the phase of a short primary linear motor pulse vibration magnetomotive force according to a distribution feature of average components of a short primary linear motor slot magnetomotive force and a winding arrangement mode

图1

(57) Abstract: The present invention relates to the technical field of linear motors, and discloses a short primary linear motor winding magnetomotive force analysis method. Compared with a traditional analysis method, the effect of an end part of a primary iron core is considered in the present invention; an equivalent electromagnetic airgap length is corrected by using the Carter's coefficient; specific magnetic conductivities on two sides of the primary iron core are solved; magnetic conductivities on the two sides are obtained on the basis of the structure of the primary iron core; then an equation is established by using a magnetic flux continuity principle, so that a current-carrying conductor airgap magnetomotive force model is obtained; a short primary linear motor slot magnetomotive force vector star graph is drawn according to a rotary motor slot magnetomotive force vector star graph; then the amplitude and the phase of each spatial harmonic magnetomotive force of a three-phase winding are obtained on the basis of winding arrangement and by means of vector synthesis; and finally, a pulse vibration magnetomotive force generated by the three-phase winding of the linear motor is

武汉市东湖高新区佳园路2号高科大厦7028, Hubei 430074 (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, 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))。

obtained by using a distribution feature of average components of a current-carrying conductor magnetomotive force. In this way, the analysis method provided by the present invention can more comprehensively and accurately calculate a short primary linear motor winding magnetomotive force.

(57) 摘要: 本发明公开了一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法, 属于直线电机技术领域, 与传统分析方法相比, 本发明考虑了初级铁芯端部的影响, 用卡特系数修正等效电磁气隙长度, 并求出初级铁芯两侧的比磁导, 再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导, 然后利用磁通连续性原理建立等式, 从而得到载流导体气隙磁动势模型; 根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图; 然后基于绕组排布并通过矢量合成得到三相绕组的各空间谐波磁动势的幅值和相位; 最后利用载流导体磁动势的平均分量分布特征, 得到直线电机三相绕组产生的脉振磁动势。如此, 本发明提供的分析方法能够更全面、准确地计算短初级直线电机绕组磁动势。

一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法

【技术领域】

本发明属于直线电机技术领域，更具体地，涉及一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法。

【背景技术】

直线电机是一种实现电能与直线运动的机械能相互转换的电磁装置，在要求长行程的应用场合中一般采用短初级结构，例如轨道交通中采用的短初级平板型直线感应电机、伺服系统中使用的短初级平板型永磁直线同步电机等。

由于初级铁芯两侧开断，短初级直线电机三相绕组的磁路结构发生变化，使其绕组磁动势分布较旋转电机更为复杂，目前常见的短初级直线电机绕组结构有三种：整距单层绕组、分数槽集中绕组、短距半填充槽双层叠绕组。对前面两种绕组结构产生的谐波磁动势，一般直接采用旋转电机交流绕组理论进行分析；对第三种绕组结构产生的谐波磁动势，一般先将电机初级划分为“半填充槽-全填充槽-半填充槽”三个区域，再在每个区域内采用旋转电机交流绕组理论进行分析，也有部分研究忽略半填充槽的影响，直接采用旋转电机交流绕组理论进行分析。

上述分析方法可以近似计算短初级直线电机绕组磁动势的基波分量和一般谐波分量，但不够准确且无法计算包括脉振磁动势和负序磁动势等其它谐波磁动势成分。因此，有必要提供一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法以准确计算出绕组磁动势在气隙中的分布情况。

【发明内容】

针对现有技术的缺陷和改进需求，本发明提供了一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法，用以解决现有的分析短初级直线电机初级绕组磁动势时，仅仅沿用旋转电机绕组磁动势分析结果，计算不够全面、准确的技术问题。

为实现上述目的，本发明提供了一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法，包括以下步骤：

S1：用卡特系数修正等效电磁气隙长度，并求出初级铁芯两侧的比磁导，再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导，然后利用磁通连续性原理建立等式，从而得到载流导体气隙磁动势模型；

S2：根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图；其中，短初级直线电机槽磁动势矢量与所述载流导体气隙磁动势模型中各谐波分量一一对应；

S3：基于短初级直线电机槽磁动势矢量星形图计算各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位；

S4：根据短初级直线电机槽磁动势平均分量的分布特征以及绕组排布方式，分析计算短初级直线电机脉振磁动势的幅值和相位。

进一步地，在所述步骤 S3 之后，还包括：

对所述各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位进行矩阵变换，得到各对极谐波磁动势的正向行波分量、反向行波分量所对应的绕组系数和初始相位。

进一步地，所述步骤 S2 中根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图包括：

基于旋转电机和短初级直线电机的对应关系，确定偏移矢量的幅值和相位；再将旋转电机槽磁动势矢量与所述偏移矢量进行合成，得到短初级直线电机槽磁动势矢量。

进一步地，所述载流导体气隙磁动势模型可表示为：

$$F_c(x) = K_0(x_c)I + \sum_{v=1}^{\infty} K_v(x_c)I \cos\left(\frac{2v\pi}{L}x + \theta_c\right);$$

$$\text{其中, } K_0(x_c) = \frac{1 - \frac{2x_c}{L}}{2 + \frac{L}{K_\Lambda}}, \quad K_\Lambda = \frac{H + \delta_e}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}\right)^2} - \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} + \frac{\operatorname{ar sinh} \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}}{\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}} \right],$$

$$K_v(x_c) = \frac{2}{v\pi} \sin \frac{v\pi x_c}{L}, \quad \theta_c = -\frac{\pi(vx_c - L)}{L};$$

式中, v 为谐波极对数, I 为槽内导体电流幅值, x_c 为导体所在的位置, L 表示初级铁芯长度, H 表示初级铁芯高度, δ_e 表示等效电磁气隙长度。

进一步地, 所述步骤 S3 中包括常规绕组和非常规绕组的绕组系数和相位的计算, 所述常规绕组包括单层绕组, 所述非常规绕组包括半填充槽双层叠绕组。

进一步地, 当槽位于初级铁芯中线时, 短初级直线电机槽磁动势平均分量为零, 越靠近两端平均分量越大。

进一步地, 所述方法应用于铁芯工作点未饱和的短初级直线电机。

总体而言, 通过本发明所构思的以上技术方案, 能够取得以下有益效果:

相比于现有分析短初级直线电机初级绕组磁动势时, 仅仅沿用旋转电机绕组磁动势的分析结果, 本发明考虑了初级铁芯端部的影响, 用卡特系数修正等效电磁气隙长度, 并求出初级铁芯两侧的比磁导, 再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导, 然后利用磁通连续性原理建立等式, 从而得到载流导体气隙磁动势模型; 根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图; 最终分析计算短初级直线电机脉振磁动势的幅值和相位。本发明提供的分析方法能够更全面、准确地计算短初级直线电机绕组磁动势。

【附图说明】

图 1 为本发明提供的一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法的流程图；

图 2 为本发明提供的从旋转电机到短初级直线电机的变化过程及对应关系示意图；

图 3 为本发明提供的短初级直线电机通电导体气隙磁动势分布示意图；

图 4 为本发明提供的旋转电机与短初级直线电机槽磁动势矢量对应关系示意图；

图 5 为本发明提供的槽磁动势平均分量随槽号的变化关系示意图；

图 6 为本发明实施例一提供的基波槽磁动势矢量星形图及绕组分相示意图，其中，图 6-1 为旋转电机槽磁动势矢量星形图，图 6-2 为短初级直线电机槽磁动势矢量星形图；

图 7 为本发明实施例二提供的基波槽磁动势矢量星形图及绕组分相示意图，其中，图 7-1 为旋转电机槽磁动势矢量星形图，图 7-2 为短初级直线电机槽磁动势矢量星形图。

【具体实施方式】

为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本发明进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明，并不用于限定本发明。此外，下面所描述的本发明各个实施方式中所涉及到的技术特征只要彼此之间未构成冲突就可以相互组合。

如图 1 所示，为本发明提供的一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法的流程图，包括以下步骤：

S1：用卡特系数修正等效电磁气隙长度，并求出初级铁芯两侧的比磁导，再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导，然后利用磁通连续性原理建立等式，从而得到载流导体气隙磁动势模型；

S2: 根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图；其中，短初级直线电机槽磁动势矢量与所述载流导体气隙磁动势模型中各谐波分量一一对应；

S3: 基于短初级直线电机槽磁动势矢量星形图计算各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位；

S4: 根据短初级直线电机槽磁动势平均分量的分布特征以及绕组排布方式，分析计算短初级直线电机脉振磁动势的幅值和相位。

下面具体说明载流导体气隙磁动势模型的建立过程。

在忽略铁芯磁压降、铁芯损耗、齿谐波，用卡特系数修正等效电磁气隙长度，并仅考虑气隙磁动势法向分量的条件下，建立载流导体气隙磁动势模型。

(1) 等效电磁气隙长度经卡特系数修正为：

$$\delta_e \approx \frac{\tau_s}{\tau_s - \frac{b_o^2}{5\delta + b_o}} \delta$$

式中， τ_s 为槽距， b_o 为槽口宽度， δ 为物理气隙长度。

(2) 设电机中部气隙比磁导最大为 λ_{\max} ，定义相对比磁导：

$$\lambda_r = \frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \frac{\delta_e}{\mu_0} \lambda$$

式中 μ_0 为真空磁导率， λ 为比磁导。

(3) 通过 Schwarz-Christoffel 变换，端部附近的气隙比磁导与位置 x 的关系可表示为：

$$\frac{x}{\delta_e} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{2}{\lambda_r} + \ln \frac{1 - \lambda_r}{1 + \lambda_r} \right)$$

将对数项做 Taylor 极数展开，取首项可近似解得：

$$\lambda_r = \begin{cases} 1 & x < 0 \\ \sqrt{1 + \left(\frac{\pi x}{4\delta_e} \right)^2} - \frac{\pi x}{4\delta_e} & x \geq 0 \end{cases}$$

(4) 气隙磁动势模型可表示为:

$$F_c(x) = \begin{cases} F_l & 0 < x < x_c \\ F_r & x_c < x < L \end{cases},$$

式中, x_c 为导体所在位置。

(5) 根据安培环路定律: $F_l - F_r = I$, 端部磁导可解为:

$$\Lambda_{\text{end}} \approx \frac{\mu_0 D}{\delta_e} \int_{-(H+\delta_e)}^0 \lambda_r dx = \frac{\mu_0}{\delta_e} K_\Lambda D$$

$$\text{其中, } K_\Lambda = \frac{H + \delta_e}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} \right)^2} - \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} + \frac{\text{ar sinh } \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}}{\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}} \right],$$

式中, D 和 H 分别表示初级铁芯的横向长度和高度。

导体两侧的磁导:

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{\text{left}} &= \Lambda_l + \Lambda_{\text{end}} = \frac{\mu_0 D}{\delta_e} x_c + K_\Lambda \frac{\mu_0 D}{\delta_e} \\ \Lambda_{\text{right}} &= \Lambda_r + \Lambda_{\text{end}} = \frac{\mu_0 D}{\delta_e} (L - x_c) + K_\Lambda \frac{\mu_0 D}{\delta_e} \end{aligned} \right\}$$

(6) 根据磁通连续性定律: $F_l \Lambda_{\text{left}} + F_r \Lambda_{\text{right}} = 0$, 载流导体气隙磁动势模型

可表示为:

$$F_c(x) = K_0(x_c)I + \sum_{v=1}^{\infty} K_v(x_c)I \cos\left(\frac{2v\pi}{L}x + \theta_c\right), \text{ 该模型包括空间平均分量和谐波分量}$$

两部分。

$$\text{其中, } K_0(x_c) = \frac{1 - \frac{2x_c}{L}}{2 + \frac{L}{K_\Lambda}}, \quad K_\Lambda = \frac{H + \delta_e}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} \right)^2} - \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} + \frac{\text{ar sinh } \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}}{\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}} \right],$$

$$K_v(x_c) = \frac{2}{v\pi} \sin \frac{v\pi x_c}{L}, \quad \theta_c = -\frac{\pi(vx_c - L)}{L};$$

式中, v 为谐波极对数, I 为槽内导体电流幅值, x_c 为导体所在的位置, L 表示初级铁芯长度, H 表示初级铁芯高度, δ_e 表示等效电磁气隙长度; K_0 为单根导体气隙磁动势平均分量的系数, K_Λ 为 Schwarz-Christoffel 变换过程中得到的中间变量, K_v 为单根导体气隙磁动势空间谐波分量的系数。

将表达式 $F_c(x) = K_0(x_c)I + \sum_{v=1}^{\infty} K_v(x_c)I \cos\left(\frac{2v\pi}{L}x + \theta_c\right)$ 中的各谐波分量写作空间矢量的形式，并与槽号一一对应，导体位置与槽号对应关系可表示为：

$$x_c(n) = \frac{(2n-1)L}{2Z}$$

式中， n 为槽号， Z 为初级铁芯总槽数。

下面进一步说明在建立载流导体气隙磁动势模型之后，如何对短初级直线电机绕组磁动势进行分析和计算。

具体的，从旋转电机到短初级直线电机结构及槽号对应关系如图 2，旋转电机电枢铁芯 201 沿虚线 202 剖开得到直线电机初级铁芯 204，旋转电机槽号按顺时针方向 203 从离虚线 202 最近的槽开始由 1 至 Z 编号，直线电机槽号按方向 205 由 1 至 Z 编号。

通电导体产生的气隙磁动势分布如图 3，由于初级铁芯两端开断，导体左右两侧磁路不对称，因此导体左右两侧的气隙磁压降幅值不完全相同，为确定两侧气隙磁压降幅值，可先通过 Schwarz-Christoffel 变换将初级两端部比磁导求出，进而通过初级铁芯结构求得两侧磁导，然后利用磁通连续性原理建立等式，即可解得两侧气隙磁压降幅值。

槽磁动势矢量星形图的作图方法如图 4 所示，首先确定对应旋转电机槽磁动势矢量星形图的坐标原点 401，绘制旋转电机某槽某谐波磁动势矢量 402，其相位角为 403，以 402 的模为半径绘制旋转电机槽磁动势矢量星形图外廓 404，在 404 上取剖开位置的空间相位作为直线电机对应槽磁动势矢量星形图的坐标原点 405，401 和 405 所确定的直线为直线电机槽磁动势矢量星形图的对称轴 406，由 405 指向 401 的矢量为偏移矢量 407，将 402 和 407 作矢量合成即可得到直线电机某槽某谐波磁动势矢量 408，其相位角为 409。

根据图 2 所示从旋转电机到短初级直线电机的变化过程及对应关系，根据旋转电机绕组理论，旋转电机槽矢量可表示为：

$$\vec{V}_{rv,n} = V_{rv} e^{j\theta_{rv,n}} = \frac{I}{v\pi} e^{j(-\frac{(2n-1)v\pi}{Z} - \frac{\pi}{2})}$$

根据短初级直线电机导体磁动势模型，其槽矢量可表示为：

$$\vec{V}_{lv,n} = V_{lv,n} e^{j\theta_{lv,n}} = \frac{2I}{v\pi} \sin \frac{(2n-1)v\pi}{2Z} e^{j(-\frac{(2n-1)v\pi}{2Z} + \pi)}$$

则偏移矢量 $\vec{V}_{sv} = \vec{V}_{lv,n} - \vec{V}_{rv,n} = V_{lv,n} e^{j\theta_{lv,n}} - V_{rv} e^{j\theta_{rv,n}} = V_{rv} e^{j\frac{\pi}{2}}$ ，这一矢量是由初级端部引起的导体磁场磁路不对称，进而引起的波形畸变产生的，该矢量相位不变，与槽号无关，与谐波极对数有关。

进一步地，将一个线圈的上下元件边对应的槽磁动势矢量相减，即可得到该线圈的磁动势矢量，其中包含幅值和相位信息；将构成某相绕组的各个线圈磁动势矢量相加，即可得到该相绕组的磁动势矢量，其中包含幅值和相位信息。

进一步地，根据各相绕组排布将线圈磁动势矢量合成，即可得到各向绕组的磁动势矢量幅值和相位，幅值与等串联匝数整距集中绕组产生的磁动势矢量幅值的比值记为绕组系数。

进一步地，通过矩阵变换得到三相绕组合成磁动势的正向行波分量、负向行波分量所对应的绕组系数及其空间相位。

进一步地，根据电机结构计算系数 K_0 得到图 5，短初级直线电机槽磁动势平均分量近似与槽位置成线性关系，当槽位于初级铁芯中线时，短初级直线电机槽磁动势平均分量为零，越靠近两端平均分量越大。

下面结合两个具体实施例对本发明的应用原理作进一步描述。

实施例一：12 槽 2 极单层整距绕组直线电机。

首先，绘制旋转电机槽磁动势矢量星形图（基波 $v=1$ ），并按照 60° 相带划分进行绕组分相，参见图 6-1，然后将 1~12 号槽的槽矢量分别与偏移矢量叠加，即可得到直线电机 1~12 号槽的槽矢量，参见图 6-2。

其次，以图 6 所示 A 相绕组为例，绕组所占槽号分别为 1, 2, 7, 8，进行矢量合成即可得到 A 相绕组的绕组系数和基波磁动势轴线相位：

$$\begin{cases} \vec{V}_{A1} = \vec{V}_{1,1} + \vec{V}_{1,2} - \vec{V}_{1,7} - \vec{V}_{1,8} = V_{A1} e^{j\theta_A} \\ kw_A = \left| \frac{V_{A1}}{4V_{r1}} \right|, \text{ phase}_A = \theta_A \end{cases}$$

同法可求得 B 相、C 相绕组的绕组系数和基波磁动势轴线相位，分别记为 kw_B 、 kw_C 和 phase_B 、 phase_C 。

接着，对上述计算结果进行矩阵变换，得到正向行波绕组系数、反向行波系数和各自的初相位：

$$\begin{bmatrix} kw_p e^{j\text{phase}_p} \\ kw_n e^{j\text{phase}_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} kw_A e^{j\text{phase}_A} \\ kw_B e^{j\text{phase}_B} \\ kw_C e^{j\text{phase}_C} \end{bmatrix}$$

式中， kw_p 、 kw_n 分别为正向行波和反向行波对应的绕组系数， phase_p 、 phase_n 分别为正向行波和反向行波对应的初相位。

对极对数 ν 取不同的值，重复上述步骤，即可得到不同极对数绕组磁动势谐波。

最后，计算脉振磁动势系数：

$$\begin{aligned} kw_{dc} e^{j\text{phase}_{delay}} &= \sum_{n=1,2} K_0(n) e^{j0} - \sum_{n=7,8} K_0(n) e^{j0} \\ &+ \sum_{n=5,6} K_0(n) e^{-j\frac{2\pi}{3}} - \sum_{n=11,12} K_0(n) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ &+ \sum_{n=9,10} K_0(n) e^{j\frac{2\pi}{3}} - \sum_{n=3,4} K_0(n) e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned}$$

式中， kw_{dc} 为三相脉振磁动势系数， phase_{delay} 为脉振磁动势在时间上滞后于 A 相电流的角度。等式左边乘以导体电流 \times 线圈匝数即可得到脉振磁动势的幅值和相位。

实施例二：13 槽 10 极分数槽集中绕组直线电机。

首先，绘制旋转电机槽磁动势矢量星形图（基波 $\nu=5$ ），按照 60° 相带划分并结合直线电机半填充槽的特点进行绕组分相，参见图 7-1，然后将 1~13 号槽的槽矢量分别与偏移矢量叠加，即可得到直线电机 1~13 号槽的槽矢量，参见图 7-2。

其次，以图 7 所示 A 相绕组为例，绕组所占槽号分别为 1，4，7，10，

2, 5, 8, 11, 进行矢量合成即可得到 A 相绕组的绕组系数和基波磁动势轴线相位:

$$\begin{cases} \vec{V}_{A5} = \sum_{n=1,4,7,10} \vec{V}_{15,n} - \sum_{n=2,5,8,11} \vec{V}_{15,n} = V_{A5} e^{j\theta_A} \\ kw_A = \left| \frac{V_{A5}}{8V_{r5}} \right|, \text{ phase}_A = \theta_A \end{cases}$$

同法可求得 B 相、C 相绕组的绕组系数和基波磁动势轴线相位。

接着, 对上述计算结果进行矩阵变换, 得到正向行波绕组系数、反向行波系数和各自的初相位:

$$\begin{bmatrix} kw_p e^{j\text{phase}_p} \\ kw_n e^{j\text{phase}_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} kw_A e^{j\text{phase}_A} \\ kw_B e^{j\text{phase}_B} \\ kw_C e^{j\text{phase}_C} \end{bmatrix}$$

对极对数 v 取不同的值, 重复上述步骤, 即可得到不同极对数绕组磁动势谐波。

最后, 计算脉振磁动势系数:

$$\begin{aligned} kw_{dc} e^{j\text{phase}_{dc}} &= \sum_{n=1,4,7,10} K_0(n) e^{j0} - \sum_{n=2,5,8,11} K_0(n) e^{j0} \\ &+ \sum_{n=2,5,8,11} K_0(n) e^{-j\frac{2\pi}{3}} - \sum_{n=3,6,9,12} K_0(n) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ &+ \sum_{n=3,6,9,12} K_0(n) e^{j\frac{2\pi}{3}} - \sum_{n=4,7,10,13} K_0(n) e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned}$$

应用本发明的分析方法, 并结合计算机辅助计算, 即可较为全面、准确地计算短初级直线电机绕组磁动势。

本领域的技术人员容易理解, 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已, 并不用以限制本发明, 凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

权利要求

1、一种短初级直线电机绕组磁动势分析方法，其特征在于，包括以下步骤：

S1：用卡特系数修正等效电磁气隙长度，并求出初级铁芯两侧的比磁导，再基于初级铁芯结构得到两侧的磁导，然后利用磁通连续性原理建立等式，从而得到载流导体气隙磁动势模型；

S2：根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图；其中，短初级直线电机槽磁动势矢量与所述载流导体气隙磁动势模型中各谐波分量一一对应；

S3：基于短初级直线电机槽磁动势矢量星形图计算各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位；

S4：根据短初级直线电机槽磁动势平均分量的分布特征以及绕组排布方式，分析计算短初级直线电机脉振磁动势的幅值和相位。

2、如权利要求 1 所述的分析方法，其特征在于，在所述步骤 S3 之后，还包括：

对所述各相绕组各对极谐波的绕组系数和相位进行矩阵变换，得到各对极谐波磁动势的正向行波分量、反向行波分量所对应的绕组系数和初始相位。

3、如权利要求 1 或 2 所述的分析方法，其特征在于，所述步骤 S2 中根据旋转电机槽磁动势矢量星形图绘制短初级直线电机槽磁动势矢量星形图包括：

基于旋转电机和短初级直线电机的对应关系，确定偏移矢量的幅值和相位；再将旋转电机槽磁动势矢量与所述偏移矢量进行合成，得到短初级直线电机槽磁动势矢量。

4、如权利要求 1 所述的分析方法，其特征在于，所述载流导体气隙磁

动势模型表示为： $F_c(x) = K_0(x_c)I + \sum_{v=1}^{\infty} K_v(x_c)I \cos\left(\frac{2v\pi}{L}x + \theta_c\right)$ ；

$$\text{其中, } K_0(x_c) = \frac{1 - \frac{2x_c}{L}}{2 + \frac{L}{K_\Lambda}}, \quad K_\Lambda = \frac{H + \delta_e}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}\right)^2} - \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e} + \frac{\operatorname{ar sinh} \frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}}{\frac{\pi(H + \delta_e)}{4\delta_e}} \right],$$

$$K_v(x_c) = \frac{2}{v\pi} \sin \frac{v\pi x_c}{L}, \quad \theta_c = -\frac{\pi(vx_c - L)}{L};$$

式中， v 为谐波极对数， I 为槽内导体电流幅值， x_c 为导体所在的位置， L 表示初级铁芯长度， H 表示初级铁芯高度， δ_e 表示等效电磁气隙长度。

5、如权利要求 1 所述的分析方法，其特征在于，所述步骤 S3 中包括常规绕组和非常规绕组的绕组系数和相位的计算，所述常规绕组包括单层绕组，所述非常规绕组包括半填充槽双层叠绕组。

6、如权利要求 1 所述的分析方法，其特征在于，当槽位于初级铁芯中线时，短初级直线电机槽磁动势平均分量为零，越靠近两端平均分量越大。

7、如权利要求 1 所述的分析方法，其特征在于，所述方法应用于铁芯工作点未饱和的短初级直线电机。



图 1

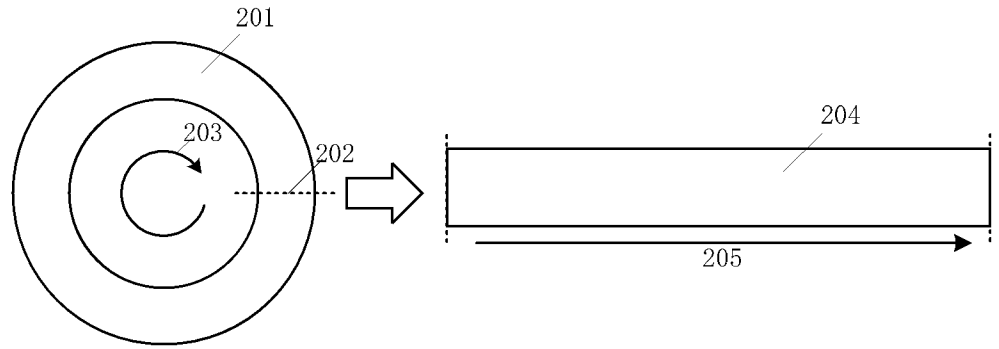


图 2

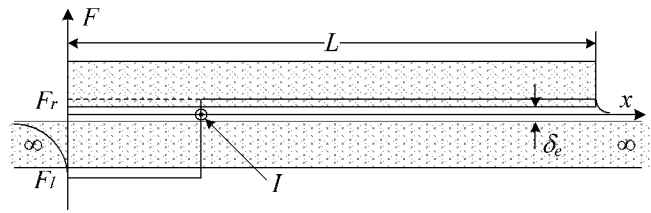


图 3

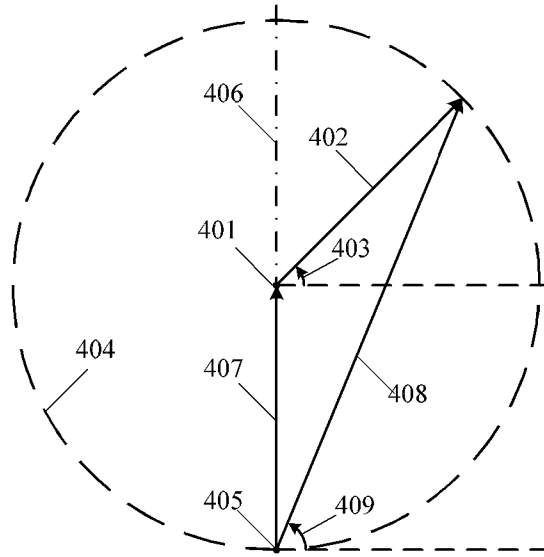


图 4

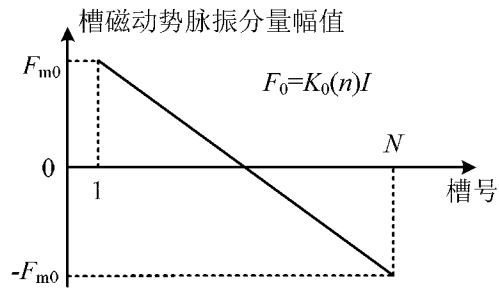


图 5

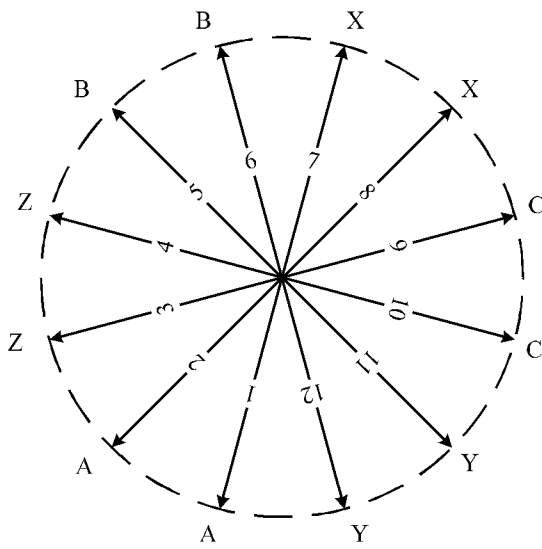


图 6-1

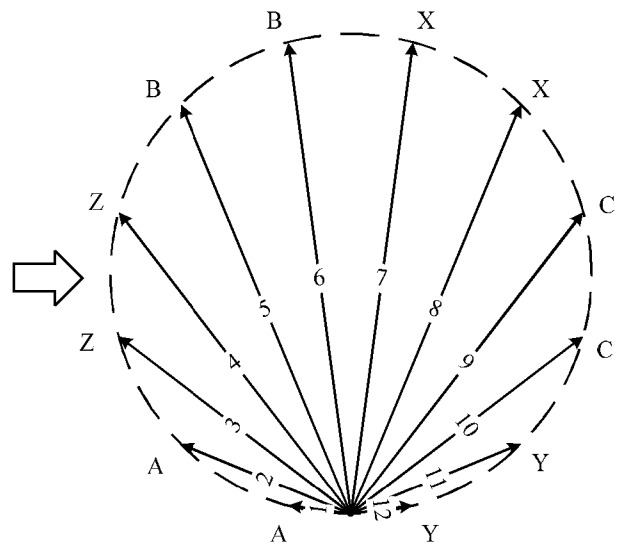


图 6-2

图 6

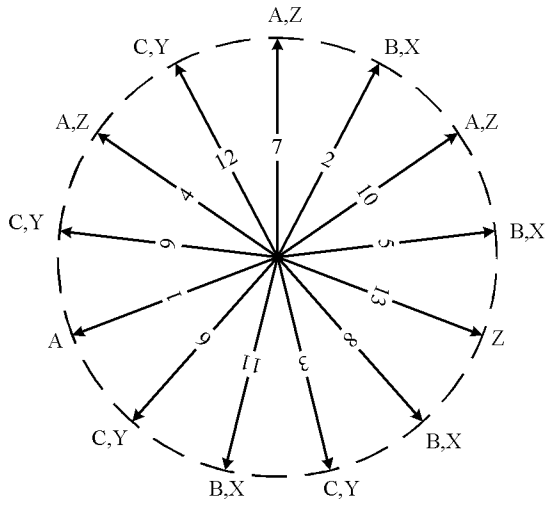


图 7-1

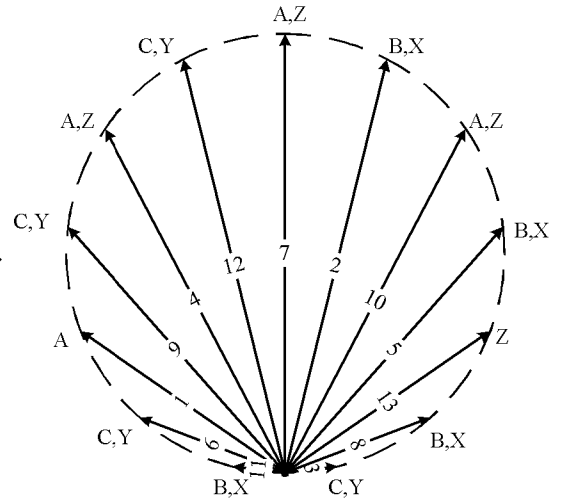


图 7-2

图 7

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2020/111561

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
H02P 21/14(2016.01)i; H02P 25/062(2016.01)i; H02P 25/064(2016.01)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)		
H02P		
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)		
CNABS; CNTXT; CNKI; SIPOABS; DWPI; USTXT; WOTXT; EPTXT: 直线, 线性, 电机, 电动机, 马达, 磁动势, 磁势, 卡特, 气隙, 磁导, 星形图, 谐波, 矢量, 绕组系数, 绕组因数, 相位, 脉振, 幅值, linear, motor, machine, MMF, magneto motive force, air gap, harmonic, winding coefficient, phase, amplitude		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	田园园 等 (TIAN, Yuanyuan et al.). "分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析 (Stator Magneto-Motive Force and Winding Coefficient Analysis of Permanent Magnet Servo Motor with Fractional-Slot Concentrated Windings)" <i>微电机 (Micromotors)</i> , Vol. 45, No. 4, 28 April 2012 (2012-04-28), ISSN: 1001-6848, pp. 1-7	1-7
A	CN 1705205 A (ZHONGYUAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 07 December 2005 (2005-12-07) entire document	1-7
A	CN 103560737 A (NAVAL UNIVERSITY OF ENGINEERING, PLA) 05 February 2014 (2014-02-05) entire document	1-7
A	US 2015069875 A1 (WISCONSIN ALUMNI RESEARCH FOUNDATION) 12 March 2015 (2015-03-12) entire document	1-7
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“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)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>“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</p> <p>“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</p> <p>“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</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
28 January 2021		11 March 2021
Name and mailing address of the ISA/CN		Authorized officer
China National Intellectual Property Administration (ISA/CN) No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing 100088 China		
Facsimile No. (86-10)62019451		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2020/111561

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2018331591 A1 (WISCONSIN ALUMNI RESEARCH FOUNDATION) 15 November 2018 (2018-11-15) entire document	1-7
.....		

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No. PCT/CN2020/111561

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	1705205	A	07 December 2005	None			
CN	103560737	A	05 February 2014	CN	103560737	B	04 November 2015
US	2015069875	A1	12 March 2015	US	9595858	B2	14 March 2017
US	2018331591	A1	15 November 2018	US	10594179	B2	17 March 2020

<p>A. 主题的分类</p> <p>H02P 21/14(2016.01)i; H02P 25/062(2016.01)i; H02P 25/064(2016.01)i</p> <p>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</p>																				
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)</p> <p>H02P</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>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))</p> <p>CNABS;CNTXT;CNKI;SIPOABS;DWPI;USTXT;WOTXT;EPTXT; 直线, 线性, 电机, 电动机, 马达, 磁动势, 磁势, 卡特, 气隙, 磁导, 星形图, 谐波, 矢量, 绕组系数, 绕组因数, 相位, 脉振, 幅值, linear, motor, machine, MMF, magneto motive force, air gap, harmonic, winding coefficient, phase, amplitude</p>																				
<p>C. 相关文件</p> <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>田园园 等. "分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析" 微电机, 第45卷, 第4期, 2012年 4月 28日 (2012 - 04 - 28), ISSN: 1001-6848, 第1-7页</td> <td>1-7</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 1705205 A (中原工学院) 2005年 12月 7日 (2005 - 12 - 07) 全文</td> <td>1-7</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 103560737 A (中国人民解放军海军工程大学) 2014年 2月 5日 (2014 - 02 - 05) 全文</td> <td>1-7</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2015069875 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2015年 3月 12日 (2015 - 03 - 12) 全文</td> <td>1-7</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2018331591 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2018年 11月 15日 (2018 - 11 - 15) 全文</td> <td>1-7</td> </tr> </tbody> </table> <p><input type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p> <p>* 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</p>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	田园园 等. "分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析" 微电机, 第45卷, 第4期, 2012年 4月 28日 (2012 - 04 - 28), ISSN: 1001-6848, 第1-7页	1-7	A	CN 1705205 A (中原工学院) 2005年 12月 7日 (2005 - 12 - 07) 全文	1-7	A	CN 103560737 A (中国人民解放军海军工程大学) 2014年 2月 5日 (2014 - 02 - 05) 全文	1-7	A	US 2015069875 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2015年 3月 12日 (2015 - 03 - 12) 全文	1-7	A	US 2018331591 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2018年 11月 15日 (2018 - 11 - 15) 全文	1-7
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																		
A	田园园 等. "分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析" 微电机, 第45卷, 第4期, 2012年 4月 28日 (2012 - 04 - 28), ISSN: 1001-6848, 第1-7页	1-7																		
A	CN 1705205 A (中原工学院) 2005年 12月 7日 (2005 - 12 - 07) 全文	1-7																		
A	CN 103560737 A (中国人民解放军海军工程大学) 2014年 2月 5日 (2014 - 02 - 05) 全文	1-7																		
A	US 2015069875 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2015年 3月 12日 (2015 - 03 - 12) 全文	1-7																		
A	US 2018331591 A1 (WISCONSIN ALUMNI RES FOUND) 2018年 11月 15日 (2018 - 11 - 15) 全文	1-7																		
国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期																			
2021年 1月 28日	2021年 3月 11日																			
ISA/CN的名称和邮寄地址	授权官员																			
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	赵兴帮 电话号码 (86-512) 88995836																			

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2020/111561

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	1705205	A	2005年 12月 7日	无			
CN	103560737	A	2014年 2月 5日	CN	103560737	B	2015年 11月 4日
US	2015069875	A1	2015年 3月 12日	US	9595858	B2	2017年 3月 14日
US	2018331591	A1	2018年 11月 15日	US	10594179	B2	2020年 3月 17日