

逆变器供电系统下扁线电机绕组交流损耗计算

边旭¹, 张果果¹, 李雪², 梁艳萍¹

(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080; 2. 北京科技大学 新材料技术研究院, 北京 100083)

摘要:针对逆变器供电系统下含有谐波电流的电机绕组交流损耗计算问题, 本文以一台 60 kW 永磁同步电机(PMSM)为例, 提出一种谐波电流法计算逆变器供电系统下的电机绕组交流损耗。首先, 对逆变器供电系统下的电机定子电流采用谐波分析法进行分解作为电机有限元外电路激励, 采用 2D 有限元模型耦合外电路方法计算电机绕组交流损耗。其次, 对 PMSM 有限元模型与最大转矩电流比(MTPA)控制的逆变器驱动系统进行联合仿真, 仿真得到电机低速、额定转速、峰值转速三种典型工况下的绕组电流。最后, 基于仿真得到绕组电流, 采用谐波电流法计算了三种工况的绕组交流损耗, 该种计算方法的计算结果与现有含谐波电流源输入法的计算结果的最大相对误差为 2.9%, 计算速度加快了 4 倍。最后, 通过样机实验验证了联合仿真的有效性和损耗计算结果的准确性。

关键词:逆变器; MTPA 控制; PMSM; 联合仿真; 绕组交流损耗

DOI:10.15938/j.emc.2025.05.010

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)05-0099-09

Calculation of AC losses in winding of flat wire motor under inverter power supply system

BIAN Xu¹, ZHANG Guoguo¹, LI Xue², LIANG Yanping¹

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. Institute for Advanced Materials and Technology, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: Concerning the calculation of AC loss in the motor winding with harmonic current within the inverter power supply system, a 60 kW permanent magnet synchronous motor (PMSM) was taken as an example and a harmonic current method for calculating the AC loss of the motor winding in the inverter power supply system was put forward. Firstly, the motor stator current under the inverter power supply system was decomposed by means of the harmonic analysis method as the external circuit excitation of the motor finite element model, and the AC loss of the motor winding was computed by adopting the 2D finite element model coupled with the external circuit method. Secondly, a joint simulation was carried out on the finite element model of the PMSM and the inverter drive system controlled by the maximum torque per ampere (MTPA). The winding currents under three typical working conditions, namely low speed, rated speed, and peak speed of the motor, were acquired through the simulation. Finally, based on the winding currents obtained from the simulation, the AC losses of the three working conditions were calculated

收稿日期: 2024-12-17

基金项目: 黑龙江省自然科学基金(LH2024E090); 黑龙江省春雁团队项目(CYQN24003); 黑龙江省“优秀青年教师基础研究支持计划”(YQJH2024076)

作者简介: 边旭(1988—), 女, 博士, 教授, 研究方向为多物理场仿真分析以及电机设计;

张果果(2002—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机多物理场仿真分析;

李雪(1979—), 男, 博士研究生, 研究方向为电机绝缘材料及电机应用技术;

梁艳萍(1963—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电机电磁理论与电磁设计、大型发电设备机电能量转换机理与电磁场分析计算。

通信作者: 边旭

using the harmonic current method. The maximum relative error between the calculation results of this calculation method and those of the input method with harmonic current sources is 2.9%, and the calculation speed is increased by 4 times. Eventually, the validity of the joint simulation and the accuracy of the loss calculation results were verified through the prototype experiment.

Keywords: inverter power supply system; maximum torque per ampere control; permanent magnet synchronous motor; co-simulation; winding AC loss

0 引言

近年来,随着双碳目标逐渐成为国际共识,电动汽车已成为新能源发展和应用的重要技术载体^[1]。永磁同步电机(PMSM)以其高效率、高功率密度,较低制造成本等优点被广泛应用于电动汽车中^[2]。汽车中的PMSM由电压源逆变器驱动^[3],并通过脉宽调制(PWM)技术进行控制,这使得电机绕组电流中含有一定量的谐波^[4],谐波会使电机绕组产生额外损耗。电机绕组损耗的增加不仅降低电机运行效率,而且会使电机温度升高,过高的温升会导致永磁体产生不可退磁和绕组绝缘损坏,缩短电机使用寿命。因此,准确快速计算逆变器供电下电机绕组交流损耗,对于电机设计优化有着重要意义。

目前,对于PMSM绕组交流损耗的计算方法主要分为解析法、半解析法和有限元法。解析法以槽漏磁和损耗的解析计算为基础,对电机模型进行一定的假设和简化,计算精度较低。文献[5]采用分层等效替换的解析计算方法计算了单层和双层的绕组交流损耗,使用平均面积对槽内绕组进行等效,但无法考虑绕组在槽内的实际排布。文献[6]利用子域模型分析了多种槽形尺寸下电机槽内漏磁场的求解方法,计算了不同槽形尺寸下的绕组交流损耗。这种方法考虑了由于槽开口而导致的槽漏磁场畸变,但忽略了铁心饱和的影响。半解析法利用有限元准确计算槽漏磁,再利用解析法求解绕组交流损耗,既保证了求解精度,又显著提高了求解速度,但这种方法只能计算特定频率段下的绕组交流损耗。文献[7]根据六分之一电周期静磁场解重构槽漏磁数据,代入解析模型中求解了电机的绕组涡流损耗。但此种计算方法未考虑槽内导体的感应磁场,忽略了导体涡流对槽漏磁的影响。文献[8]通过替代线圈建模,简化了有限元求解模型,利用正弦激励下的电对称性和磁周期性,快速解析槽漏磁,计算了电机的绕组交流损耗。此种计算方法虽减少了有限元的求解时间,但不适用于逆变器供电下电机绕组中含有谐波电流的情况。有限元法可以考虑到铁心饱

和、开槽效应等因素,在三种计算方法中精度最高,应用范围最广。其主要分为含谐波电流源输入法^[9-11]和PWM^[12-13]线电压直接输入法。文献[14]采用 $i_d=0$ 控制的逆变器和PMSM联合仿真得到电机绕组电流,采用含谐波电流源输入法计算对比了一台表贴式PMSM在正弦激励和逆变器供电下的绕组交流损耗,逆变器供电下的绕组涡流损耗相较于正弦激励损耗增加了25%。文献[15]将逆变器产生的PWM电压波形作为电机的激励,采用PWM线电压直接输入法计算了电机的绕组交流损耗。

有限元法在计算电机的绕组交流损耗时,不仅可以建立准确的电机有限元模型,而且可以考虑由于电子开关器件的死区时间及逆变器非线性引起的电流谐波等影响。但其建模过程复杂,网格剖分密集,计算时需要非常小的时间步长来分辨高频谐波,不可避免地增加了计算量和计算时长。为此,本文提出一种谐波电流法计算逆变器供电下的绕组交流损耗,通过对逆变器供电下的绕组电流进行傅里叶分解,计及主要电流谐波,降低其他高频谐波电流所引起的磁场变化导致求解的电磁场方程的复杂度,减小计算迭代次数,考虑谐波电流影响的同时,又缩短有限元计算的求解时间。首先,对逆变器供电系统下的电机定子电流采用谐波分析法进行分解作为有限元外电路激励,采用2D有限元模型耦合外电路方法计算绕组交流损耗;其次,运用PMSM有限元模型与MTPA控制的逆变器驱动系统联合仿真的方法对电机低速、额定转速、峰值转速3种典型工况进行仿真,得到各种工况下的绕组电流。然后,采用谐波电流法计算3种工况下的绕组交流损耗。最后,通过样机实验验证联合仿真的有效性及绕组交流损耗计算结果的准确性。

1 逆变器供电系统下绕组交流损耗计算的谐波电流法

1.1 二维有限元场路耦合计算模型

本文以一台额定功率为60 kW的永磁同步电

机为研究对象,电机直流母线电压 400 V。电机详细参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机主要参数

Table 1 Main parameters of permanent magnet synchronous machine

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	60	峰值转速/(r/min)	14 000
额定转速/(r/min)	4 775	直流母线电压/V	400
定子槽数	48	并联支路数	2
持续扭矩/(N·m)	120	极对数	4

在有限元软件中建立电机的二维有限元模型,电机的二维瞬态场有限元(FEM)模型如图 1(a)所示。绕组并联支路数为 2,三相绕组 Y 接,如图 1(b)所示。

绕组采用奇偶分层波绕组排列,电机 A 相两支路绕组连接如图 2 所示,槽内 6 层绕组,靠近槽口为 L1。

逆变器供电情况下,电机绕组会含有一定量的谐波电流,本文提出 2D 有限元模型耦合外电路方法实现考虑谐波电流情况下绕组交流损耗计算。

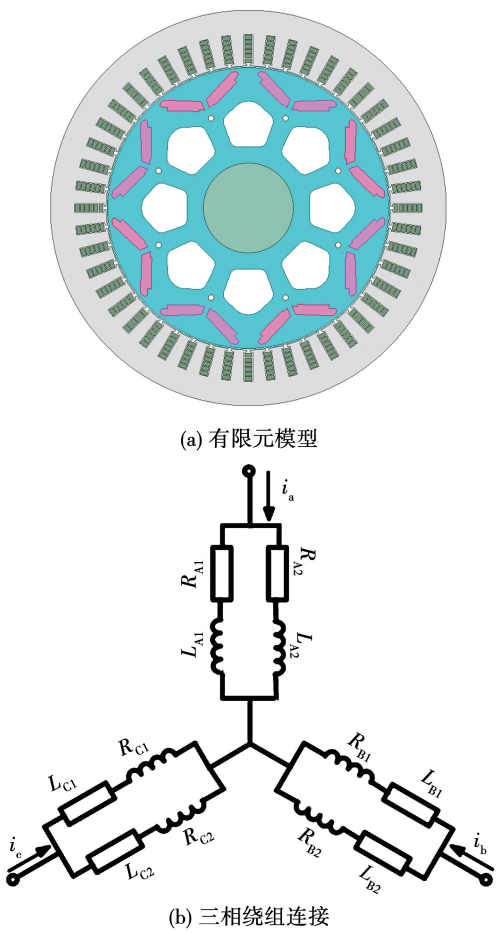


图 1 电机 FEM 仿真模型

Fig.1 Motor FEM simulation model

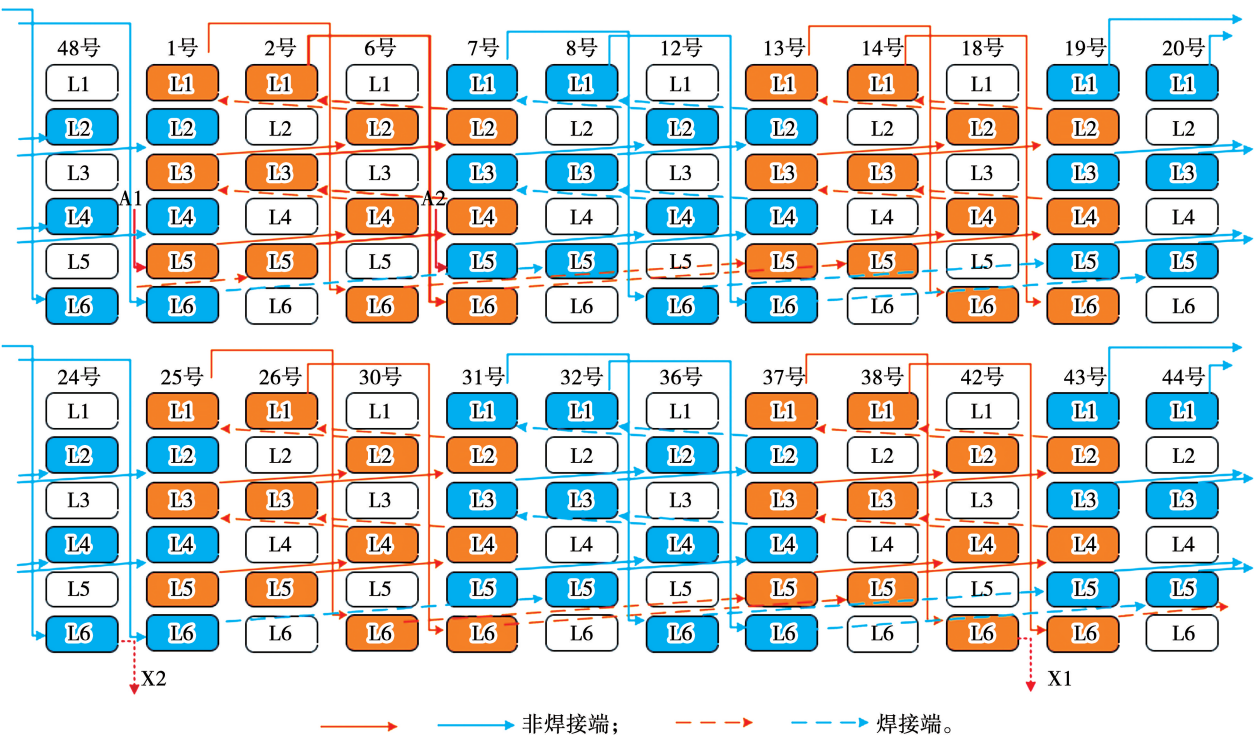


图 2 A 相绕组连接结构

Fig.2 A phase winding connection structure

考虑谐波电流的情况下,电流激励表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k \cdot 2\pi ft); \\ i_b &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin[k \cdot (2\pi ft - \frac{2}{3}\pi)]; \\ i_c &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin[k \cdot (2\pi ft + \frac{2}{3}\pi)]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 分别为电机三相相电流; k 为谐波电流次数; I_k 为 k 次谐波电流幅值; f 为基波频率。

二维有限元场路耦合模型如图3所示,将电机每相基波和各次谐波电流分量分别使用独立的正弦波电流源作为激励,并相互并联与各相绕组连接。绕组端部采用等效电感、电阻代替, L_{ak} 、 R_{ak} ; L_{bk} 、 R_{bk} ; L_{ck} 、 R_{ck} ($k=1,2$)为每相支路绕组端部电感和电阻。

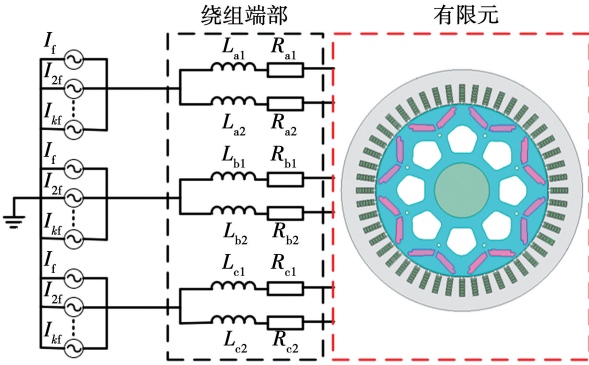


图3 外电路计算模型

Fig.3 Calculation model of external circuit

1.2 扁线绕组交流损耗计算方法

采用有限元法计算绕组交流损耗之前,作以下几点假设:

- 1) 假定磁场沿轴向均匀分布,电流密度 $\mathbf{J}$ 和磁位 $\mathbf{A}$ 只有轴向分量;
- 2) 铁心材料各向同性,具有单值的磁化曲线;
- 3) 忽略电机外部磁场,即定子外径矢量磁位为零。

则二维有限元计算模型为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial y} \right) &= -\mathbf{J}_z + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial t}; \\ \mathbf{A}_z|_{r_1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

绕组交流损耗包括三部分:与电流频率无关的直流铜损、由集肤效应和邻近效应引起的涡流损耗以及并联扁线间的不平衡电流引起的环流损耗。对于本文电机的六层扁线绕组结构,绕组端部在层间

进行换位连接,使得并联支路间没有感应电势差,所以不存在环流。因此,定子绕组交流损耗计算公式为

$$P_{ac} = P_{dc} + P_{ec} \quad (3)$$

式中: P_{ac} 为绕组交流铜耗; P_{dc} 为绕组直流铜耗; P_{ec} 为绕组涡流损耗。

直流损耗是电机在运行时,直流电阻发热造成的能量损失,绕组直流损耗与绕组电阻值和通过电流有关,与电流频率无关,在忽略温度对绕组阻值的影响下,考虑PWM谐波电流槽内绕组直流铜耗表达式为

$$P_{dc} = \sum_{k=1}^n 3R_{dc} I_{sk}^2 \quad (4)$$

式中: I_{sk} 为 k 次谐波下的电流有效值; R_{dc} 为绕组直流相电阻。

当扁线绕组通入正弦电流时,槽内会产生交变的漏磁场。受到槽漏磁的影响,扁线内部会产生感应电动势,在导体内部形成闭合回路,产生涡流,进而产生涡流损耗。在二维磁场分析中,磁通密度 $\mathbf{B}$ 的分布特性可以分解为 x 、 y 方向上的两个正交分量 $\mathbf{B}_x$ 、 $\mathbf{B}_y$ 如图4所示。

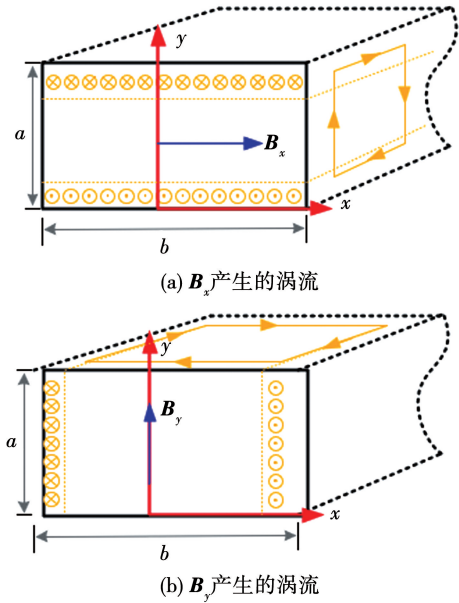


图4 矩形导体中的感应涡流

Fig.4 Eddy currents in a rectangular conductor

当扁线处于切向方向的交变磁场中时,根据电磁感应定律,扁线内部将会产生轴向和径向方向流动的涡流回路如图4(a)所示。当扁线处于径向方向的交变磁场中时,扁线内部产生轴向方向和切向方向流动的涡流回路,如图4(b)所示。这些涡流在

扁线内部由一侧流入并从另一侧流出,形成一个闭合回路。

在横截面 xoy 中,由切向 x 、 y 方向的磁场 B_x 、 B_y 引起的涡流密度 J_{zx} 、 J_{zy} 可表示为:

$$\left. \begin{aligned} J_{zx} &= -\sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial t} y + C_1; \\ J_{zy} &= \sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial t} x + C_2. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中 C_1 和 C_2 为常数。

在扁线绕组的横截面中,扁线中的涡流总是从一侧流入,从另一侧流出,沿轴向下形成闭合回路,因此涡流密度在 xoy 平面面积为 0,即

$$\left. \begin{aligned} \int_0^a \int_0^b J_{zx} dx dy &= 0; \\ \int_0^a \int_0^b J_{zy} dx dy &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中 a 、 b 分别为扁线的高和宽。

联立式(5)、式(6),得到切向、径向磁场产生的涡流密度为:

$$\left. \begin{aligned} J_{zx} &= -\sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial t} y + \frac{1}{2} \sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial t} a; \\ J_{zy} &= \sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial t} x - \frac{1}{2} \sigma \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial t} b. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

根据以上推导,槽内导体的涡流损耗可以表示为

$$P_{ec} = \sum_{k=1}^n \left[\frac{1}{12} b l \sigma a^3 \left(\frac{\partial^2 A_{zk}}{\partial y \partial t} \right)^2 + \frac{1}{12} a l \sigma b^3 \left(\frac{\partial^2 A_{zk}}{\partial x \partial t} \right)^2 \right]. \quad (8)$$

式中: l 为每根导体长度; A_{zk} 为 k 次谐波下的磁位。

本文由于采用 2D 有限元模型,未能考虑端部绕组,电机的端部绕组采用等效阻抗替代,其阻抗值采用磁链法^[16]进行计算。由于电机端部漏磁较小,忽略漏磁引起的涡流损耗,仅考虑端部直流铜耗,则

端部绕组的交流铜耗为

$$P_{acw} = \sum_{k=1}^n 3 I_{sk}^2 R_{ew}. \quad (9)$$

式中 R_{ew} 为端部绕组相电阻。

综上,电机总绕组交流损耗为

$$P_{ac} = \sum_{k=1}^n 3 R_{dc} I_{sk}^2 + \sum_{k=1}^n 3 I_{sk}^2 R_{ew} + \sum_{k=1}^n \left[\frac{1}{12} b l \sigma a^3 \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial t} \right)^2 + \frac{1}{12} a l \sigma b^3 \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial t} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

2 逆变器供电系统下绕组谐波电流计算方法

对 PMSM 有限元与 MTPA 控制的逆变器驱动电路进行联合仿真,得到不同工况下的电机定子绕组电流,为计算逆变器供电系统下的绕组交流损耗提供数据支持。

2.1 PMSM 与逆变器系统的联合仿真

MTPA 矢量控制具备高精度、理想的控制效果,广泛应用于 PMSM 的控制电路。MTPA 控制是使电机的电磁转矩与定子电流的比值最大化。在电磁转矩一定的情况下,使得电机定子电流最小,以此来减小电机的损耗。但由于逆变器存在着最大电压和电流的限制,从而限制了电机在恒功率区域的最大转速和输出转矩范围。因此,在恒功率区,采用超前角弱磁控制,改变定子的直轴电流,增大直轴电枢反应产生的反向磁场来削弱电机励磁磁场,从而使电机有更宽的调速范围。

在有限元软件中搭建基于 MPTA 控制的逆变器驱动系统,并将逆变器驱动电路与电机 FEM 模型进行联合仿真。电机 FEM 模型如图 1 所示,联合仿真系统框图如图 5 所示。

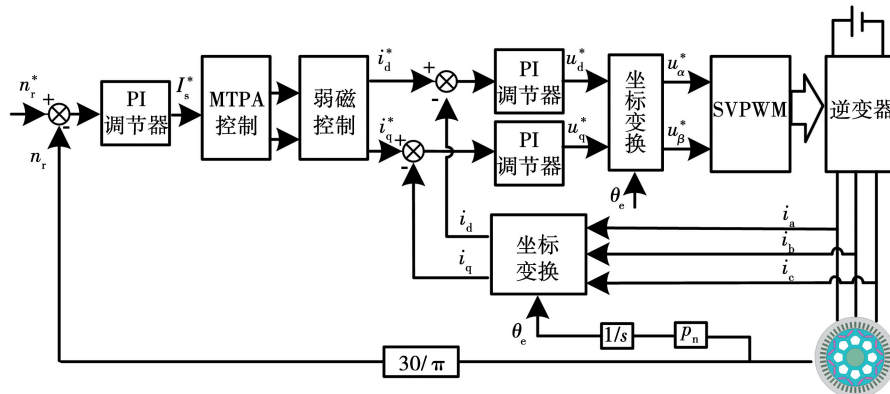


图5 联合仿真系统

Fig.5 Co-simulation system

联合仿真系统中, u_d^* 、 u_q^* 、 i_d 、 i_q 分别为定子电压、电流的 dq 轴分量, p_n 为电机极对数。控制系统将输出的电压信号传递给电机 FEM 模型中作为电机的激励输入。FEM 模型根据所给激励进行有限元仿真, 将电机的状态信息, 例如转速 n_r 、定子电流 i_a 、 i_b 、 i_c 等, 作为反馈信号传递给控制系统, 控制系统根据反馈信号进行下一步控制策略。

2.2 逆变器供电系统下绕组谐波电流计算方法

分别对电机运行过程中低速、额定转速、峰值转速 3 种工况进行仿真, 电机空载启动, 低速、额定转速工况下施加 $120\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载, 峰值转速工况下施加 $40\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载。3 种工况下电机的具体运行参数如表 2 所示。

表 2 电机不同工况运行参数

Table 2 Operating parameters of motor under different working conditions

运行工况	转速/(r/min)	转矩/(N·m)	功率/kW
低速	3 000	120	37
额定转速	4 775	120	60
峰值转速	14 000	40	60

采用上述联合仿真系统对电机的 3 种不同工况进行仿真, 得到各个工况下的电机定子绕组电流, 得到的绕组电流为计算绕组交流损耗提供数据支持。

3 逆变器供电系统下绕组交流损耗分析及验证

3.1 逆变器供电下绕组交流损耗计算分析

基于联合仿真系统, 得到电机低速、额定转速、峰值转速 3 种工况下的定子电流, 对单周期定子电流进行傅里叶分解, 得到基波和各次谐波含量。以 A 相电流为例, 3 种工况下的单周期相电流傅里叶分解如图 6 所示。

逆变器对三相 PMSM 供电产生的谐波电流的主要含量为 $6k \pm 1$ 次 ($k = 1, 2, 3, \dots, n$), 本文对基于 MTPA 控制下的逆变器下的电机绕组电流进行单周期傅里叶分解, 谐波分量主要为 5、7、11 和 13 次谐波。基于傅里叶分解结果, 将各相电流基波、5、7、11 和 13 次谐波作为激励, 采用上述场路耦合计算模型, 计算 3 种工况下的绕组交流损耗, 基波和谐波的绕组交流损耗如表 3 所示。

由表 3 可知, 谐波引起的直流损耗较小, 3 种工况中, 谐波直流损耗最大占直流损耗的 0.7%; 但谐波造成的涡流损耗较大, 3 种工况中, 谐波电流造成

的涡流损耗最大占总涡流损耗的 13.5%。因此, 在逆变器供电系统下计算电机绕组交流损耗, 特别是对绕组涡流损耗的计算, 谐波电流的影响不容忽视。

表 3 不同工况下绕组交流损耗

Table 3 AC loss of windings under different working conditions

(单位: W)

交流损耗	低速	额定转速	峰值转速
基波直流损耗	989.6	955.2	610.6
基波涡流损耗	147.4	293.6	1 102.5
谐波直流损耗	7.6	3.2	0.1
谐波涡流损耗	23.2	41.1	102.4
总损耗	1 167.8	1 293.1	1 815.6

将联合仿真得到 3 种工况下的定子电流作为电机的激励源, 采用含谐波电流源输入法计算绕组交流损耗, 并与谐波电流法的计算结果进行对比, 两种方法计算结果如表 4 所示。对比谐波电流法和含谐波电流源输入法^[9-11]计算绕组交流损耗可知, 谐波电流法的最大计算误差为 2.9%, 但在相同计算条件下, 采用谐波电流法的计算速度提升了 4 倍。谐波电流法考虑了基波与 5、7、11 次及 13 次主要谐波含量, 既考虑了逆变器供电下谐波电流产生的附加损耗, 又降低了其他高频谐波电流所引起的磁场变化导致求解的电磁场方程的复杂度, 降低了有限元求解中的稀疏矩阵规模, 增大有限元求解器的求解步长, 减小计算迭代次数, 在合理的计算误差内, 加快了求解速度。

表 4 不同计算方法绕组交损比较

Table 4 Comparison of winding cross loss by different calculation methods

(单位: W)

电机工况	计算方法	直流损耗	涡流损耗	总损耗
低速	含谐波电流源输入法	1 013.2	186.5	1 199.7
	谐波电流法	997.2	170.6	1 167.8
额定转速	含谐波电流源输入法	962.2	362.3	1 324.5
	谐波电流法	958.4	334.7	1 293.1
峰值转速	含谐波电流源输入法	610.8	1 254.6	1 865.4
	谐波电流法	610.6	1 204.9	1 815.5

3.2 实验验证

为了验证本文计算方法的准确性, 对所研究的电机进行样机实验。实验样机的具体参数如表 1 所示。实验样机及其供电系统如图 7 所示。

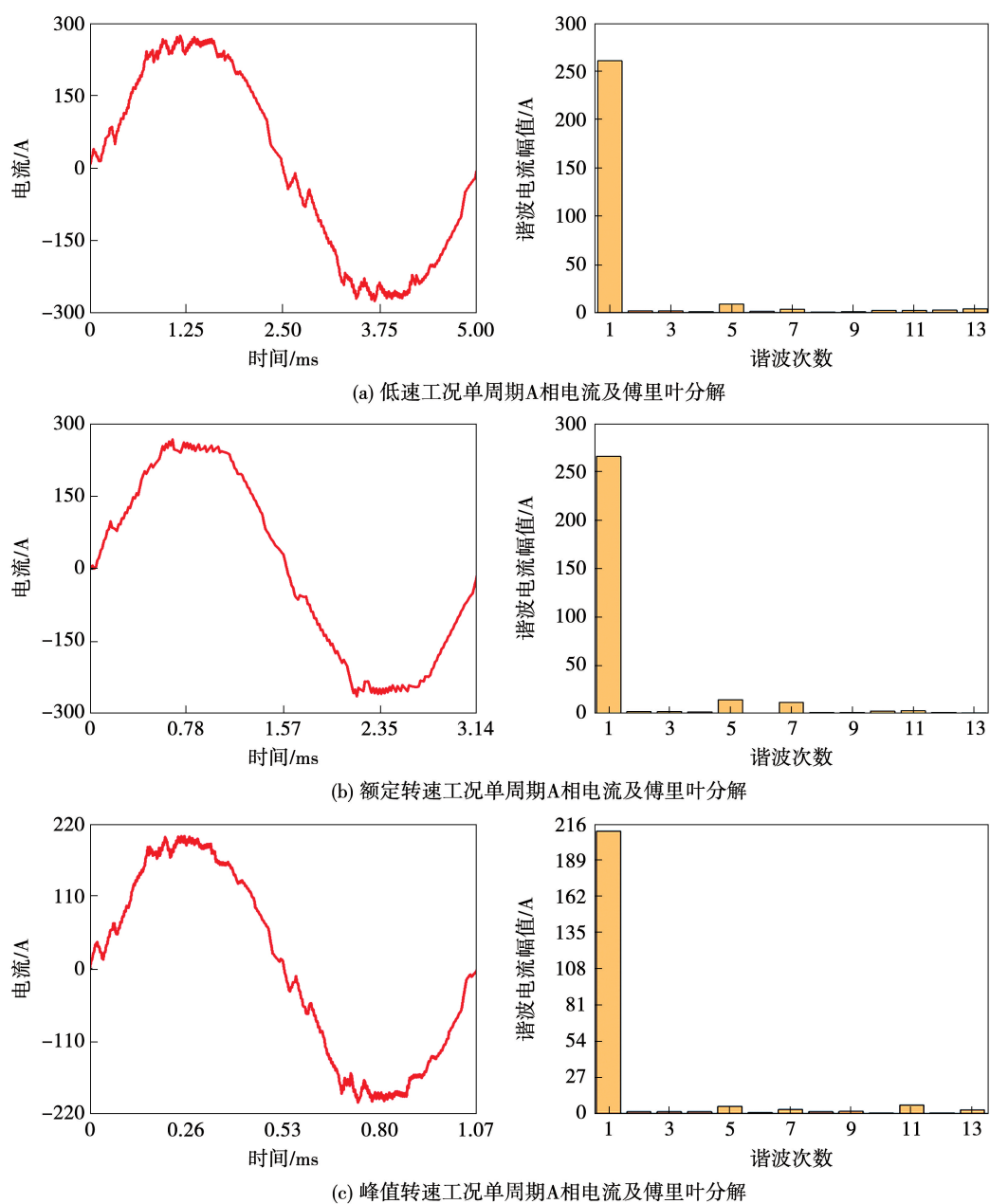


图6 A相电流波形与谐波分解图

Fig. 6 Phase A current waveform with harmonic decomposition

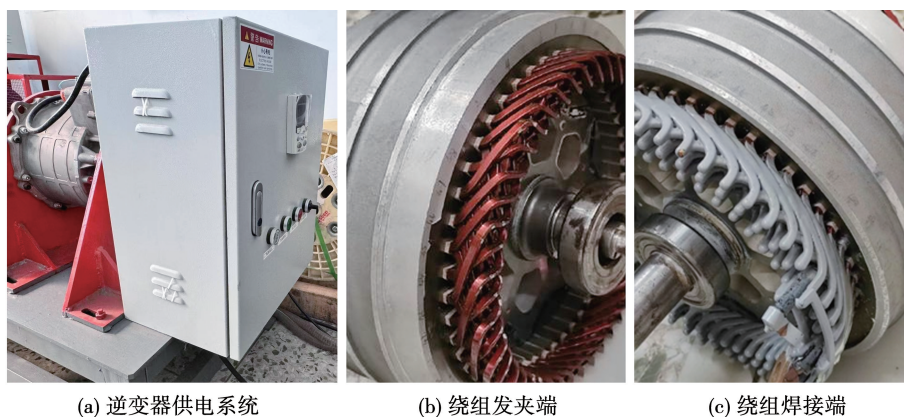


图7 实验样机及其供电系统

Fig. 7 Experimental prototype and its power supply system

图7(a)为电机的逆变器供电系统,图7(b)为电机绕组发卡端,绕组发卡端分为2种类型,一种为中间相邻两层跨越的发夹绕组,另一种为跨定子最内层和最外层的绕组。扁线绕组的焊接端如图7(c)所示,相邻的两层扁线绕组两两焊接。

为了验证联合仿真模型的准确性,对样机采用上述逆变器系统供电,逆变器直流供电电压为400 V,根据 IEC 60034-2 标准,对比转速4 500 r/min 时不同负载转矩下的电流,对比结果如图8所示,电机电流随负载转矩的增大而增加,两种结果误差小于6%,验证了联合仿真模型准确性。

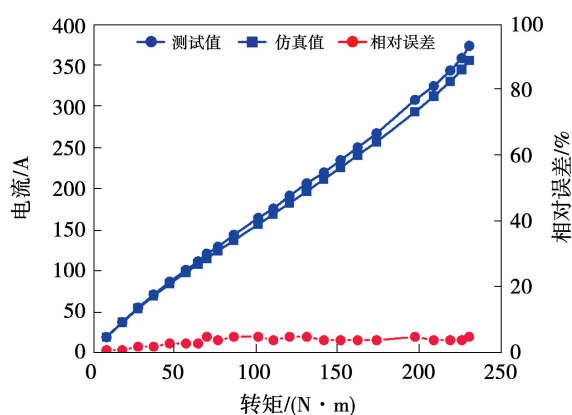


图8 转矩-电流曲线

Fig. 8 Torque-current curve

损耗分离实验流程如图9所示,首先分离电机机械损耗,取尽可能低的转速降低转子旋转磁场对损耗的影响,实验1与实验2的差值为500 r/min 下的机械损耗。机械损耗与电机转速成正比,可得到不同转速下的机械损耗。实验3测量了电机的冷态相电阻,得到电机绕组直流铜耗。实验4进行了不同转速下的空载实验,由于空载工况下绕组涡流损耗很小,因此假设空载时绕组铜耗仅由直流铜耗构成。空载损耗去除机械损耗、直流铜耗及永磁体涡流损耗,即可得到不同转速工况下的空载铁耗。其中永磁体涡流损耗通过有限元计算获得。根据有限元仿真得知,同转速下负载铁耗为空载铁耗的1.4倍。则不同转速下的负载铁耗也可得到。最后,进行不同转速下的负载损耗实验5,实验5损耗值减去机械损耗、铁耗与永磁体涡流损耗即为绕组交流损耗。交直流电阻比^[17]为总的交流损耗与直流损耗的比值,随着电机转速的增大,绕组交流频率增大,由集肤效应和邻近效应引起的涡流损耗显著加重,交直流电阻比显著增大。实验值与谐波电流法计算的交直流电阻比如表5所示,最大误差为2.6%,证了本文计算方法的准确性。

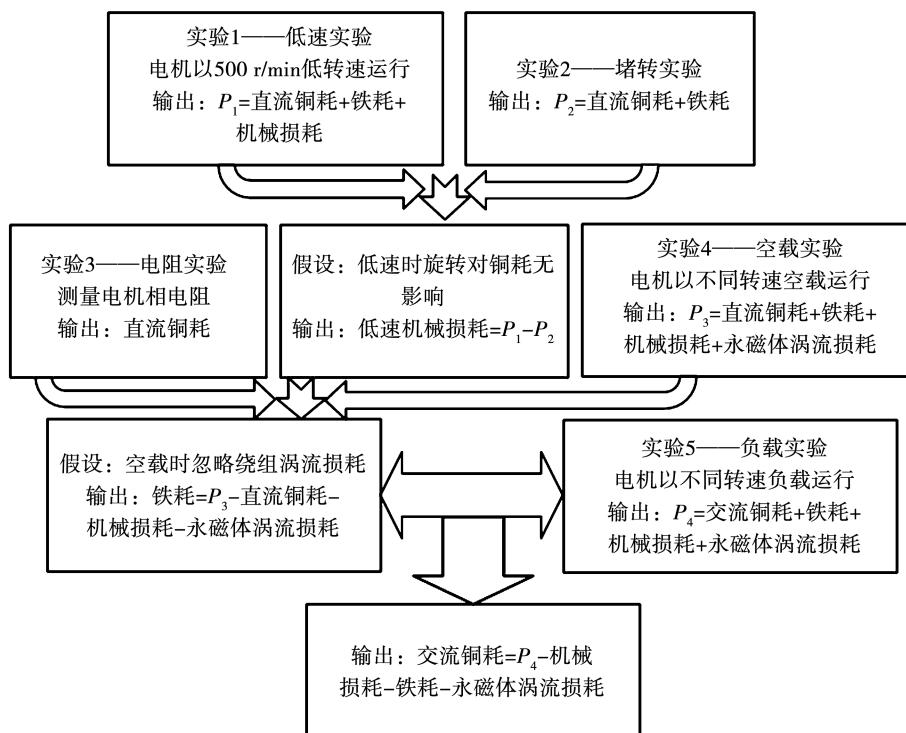


图9 实验流程

Fig. 9 Experimental process

表 5 有限元与实验结果对比
Table 5 Comparison between finite element and experimental results

电机工况	实验交直 流电阻比	谐波电流法交 直流电阻比	相对误差/%
低速	1.18	1.17	0.8
额定转速	1.37	1.35	1.4
峰值转速	3.05	2.97	2.6

4 结 论

本文以一台 60 kW 永磁同步电机为例,提出了一种考虑逆变器供电系统中含有谐波电流的绕组交流损耗计算方法。并将计算结果与实验数据进行对比验证,得出了以下结论:

1) 逆变器系统供电情况下,电机定子绕组中含有谐波电流,谐波电流的主要分量为 5、7、11、13 次谐波。三种工况中,谐波电流造成的涡流损耗最大占总涡流损耗的 13.5%。因此,在逆变器供电系统下计算电机绕组交流损耗,特别是对绕组涡流损耗的计算,谐波电流的影响不容忽视。

2) 采用谐波电流法计算绕组交流损耗,与现有含谐波电流源输入法的计算结果的最大相对误差为 2.9%,但计算速度加快了 4 倍。电机损耗分离实验与谐波电流法计算的交直流电阻比的最大相对误差为 2.6%,再次验证了本文计算方法的有效性。

参 考 文 献:

[1] HUSAIN I, OZPINECI B, ISLAM M S, et al. Electric drive technology trends, challenges, and opportunities for future electric vehicles [J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(6): 1039.

[2] WANG Guiyong. The development status and trend of permanent magnet synchronous motor in the electric vehicle industry [C]// 2022 IEEE 6th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), November 11 – 13, 2022, Chengdu, China. 2022: 2397 – 2401.

[3] MORYA A K, GARDNER M C, ANVARI B, et al. Wide bandgap devices in AC electric drives: opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 3.

[4] VALTONEN M, PARVIAINEN A, PYRHONEN J. Inverter switching frequency effects on the rotor losses of an axial-flux solid-rotor core induction motor [C]// 2007 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, April 12 – 14, 2007, Setubal, Portugal. 2007: 476 – 480.

[5] 罗皓, 刘光伟, 祁振宁, 等. 基于分层等效模型的高速电机交流损耗影响分析[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(8): 83.
LUO Hao, LIU Guangwei, QI Zhenning, et al. Analysis on AC loss of high-speed machine based on layered equivalent model [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(8): 83.

[6] WU Lijian, ZHU Ziqiang. Simplified analytical model and investigation of open-circuit AC winding loss of permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4990.

[7] 曹龙飞, 范兴纲, 李大伟, 等. 基于快速有限元的永磁电机绕组涡流损耗半解析高效计算 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 153.
CAO Longfei, FAN Xinggang, LI Dawei, et al. Semi analytical and efficient calculation method of eddy current loss in windings of permanent magnet machines based on fast finite element method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 153.

[8] FATEMI A, IONEL D M, DEMERDASH N A O, et al. Computationally efficient strand eddy current loss calculation in electric machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3479.

[9] 张科甲, 王博, 王元奎, 等. 基于谐波分析的永磁电机半解析计算方法 [J]. 大电机技术, 2025(2): 96.
ZHANG Kejia, WANG Bo, WANG Yuankui, et al. Semi-analytical calculation method of PM motor based on harmonic analysis [J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2025(2): 96.

[10] 佟文明, 王云学, 贾建国, 等. 变频器供电内置式永磁同步电机转子损耗计算与试验 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5811.
TONG Wenming, WANG Yunxue, JIA Jianguo, et al. Calculation and experimental research on the rotor loss of interior permanent magnet synchronous motors with converter supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5811.

[11] 邹继斌, 江善林, 梁维燕. 考虑邻近效应的高速永磁无刷电机交流损耗 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 49.
ZOU Jibin, JIANG Shanlin, LIANG Weiyan. AC loss in a high speed BLPM motor considering proximity effect [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(5): 49.

[12] YAMAZAKI K, SETO Y. Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors-variation of main loss factors due to driving condition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1045.

[13] YAMAZAKI K, ABE A. Loss investigation of interior permanent-magnet motors considering carrier harmonics and magnet eddy currents [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 659.

- BAO Guanghai, JIANG Run. Research on series arc fault detection based on asymmetric distribution of magnetic flux[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(3): 54.
- [25] BAO Guanghai, GAO Xiaoqing, JIANG Run, et al. A novel differential high-frequency current transformer sensor for series arc fault detection[J]. Sensors, 2019, 19(17): 3649.
- [26] 刘铮, 樊绍胜, 胡劼睿. 基于阻抗匹配的输电线路在线取能方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6867.
LIU Zheng, FAN Shaosheng, HU Jierui. Research on on-line energy acquisition method for transmission lines based on impedance matching[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 6867.
- [27] 程志远, 隋立程, 宋凯, 等. 谐振补偿式电流互感器取能方法的研究[J]. 电网技术, 2021, 45(12): 4896.
- CHENG Zhiyuan, SUI Licheng, SONG Kai, et al. Resonance compensation current transformer energy extraction[J]. Power System Technology, 2021, 45(12): 4896.
- [28] YANG Kai, ZHANG Rencheng, YANG Jianhong, et al. A novel arc fault detector for early detection of electrical fires[J]. Sensors, 2016, 16(4): 500.
- [29] 苏晶晶, 许志红. 电弧故障保护电器动作特性测试分析系统[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(10): 194.
SU Jingjing, XU Zhihong. Test and analysis system for action characteristics of arc fault detection device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(10): 194.
- (编辑:刘琳琳)

(上接第 107 页)

- [14] LIAN Guangkun, LI Huitao, CHEN Biao, et al. Characteristic analysis and temperature rise calculation of PMSM under different power supply modes[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(2): 1.
- [15] PENG Jun, LI Yifeng, LI Weiye. Calculate for inverter supplied permanent magnet synchronous motor losses [C]//2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), November 18 – December 16, 2020, Gijon, Spain. 2020: 1–6.
- [16] 吴新振, 王祥珩. 12/3 相双绕组异步发电机定子谐波漏感的计算[J]. 中国电机工程学报, 2007, 2(21): 71.
WU Xinzhen, WANG Xiangheng. Calculation of stator harmonic leakage inductances for 12/3-phase dual-winding induction generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 2(21): 71.
- [17] 杨永喜, 蔡蔚, 赵慧超, 等. 新能源汽车高速电机定子换位绕组优化设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 85.
YANG Yongxi, CAI Wei, ZHAO Huichao, et al. Design and optimization of transported winding for the high-speed electrical machine electric vehicles[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(10): 85.
- (编辑:刘素菊)